



全国高等职业教育“十二五”规划教材
中国电子教育学会推荐教材
全国高职高专院校规划教材·精品与示范系列

省级精品课
配套教材

模拟电子技术与实践

◎ 刘淑英 主编

◎ 侯秉涛 仲 川 副主编

- 半导体二极管
- 三极管
- 场效应管
- 分压式工作点稳定电路
- 共射极、共集电极、共基极放大电路
- 场效应管放大电路
- 多级放大电路
- 功率放大电路
- 放大电路中的反馈
- 差动式放大电路
- 集成运算放大器及应用
- 正弦波振荡电路
- 典型电子电路测试实验
- 常用仪器的使用
- 直流稳压电源、对讲机、信号发生器的制作与调试



- ◆ 以小型电子产品为载体，采用项目任务驱动式教学，增强学习主动性和趣味性
- ◆ 理论与实践相融合，结合理论知识配有10个相应的实验，培养学生的实际动手能力和创新能力
- ◆ 结合3个项目任务和13个实例，培养学生调试电路、分析问题和排查常见故障的能力
- ◆ 配有免费的电子教学课件、习题参考答案和精品课网站



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

全国高等职业教育“十二五”规划教材
中国电子教育学会推荐教材
全国高职高专院校规划教材·精品与示范系列

省级精品课
配套教材

模拟电子技术与实践

刘淑英 主 编

侯秉涛 仲 川 副主编

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书根据行业企业的岗位需求,以培养学生的职业技能和素养为目标,在作者多年的职业教育教学成果基础上进行编写。全书以3个项目为主线:直流稳压电源的制作与调试,对讲机的制作与调试,信号发生器的制作与调试,通过项目任务来组织教学内容;主要介绍半导体二极管、半导体三极管、基本放大电路、多级放大电路、放大电路中的反馈、功率放大电路、振荡电路、整流滤波电路、稳压电路等相关知识,以及常用仪器使用方法、典型电子电路测试方法、实际电路连接及调试方法等。本书始终贯穿“教、学、做”相结合的原则,结合理论知识配以相应的实验,理论与实践相融合,培养学生的实际应用能力,加强对学生分析问题和解决问题能力的培养,使学生具有良好的职业道德和团队合作精神。每个项目均设置有教学导航、知识分布网络、项目实施、知识梳理与总结等,以方便开展课程教学与学习。

本书内容简明,通俗易懂,由浅入深,理论联系实际,可以作为高职高专院校模拟电子技术课程的教材,也可作为应用型本科、成人教育、自学考试、电视大学、中职学校和培训班的教材,以及电子工程技术人员参考用书。

本书配有免费的电子教学课件、习题参考答案和精品课网站,详见前言。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

模拟电子技术与实践 / 刘淑英主编. —北京: 电子工业出版社, 2014.1

全国高职高专院校规划教材. 精品与示范系列

ISBN 978-7-121-22368-6

I. ①模… II. ①刘… III. ①模拟电路—电子技术—高等职业教育—教材 IV. ①TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 010984 号

策划编辑: 陈健德 (E-mail: chenjd@phei.com.cn)

责任编辑: 张 京

印 刷: 北京市李史山胶印厂

装 订: 北京市李史山胶印厂

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 11.25 字数: 288 千字

印 次: 2014 年 1 月第 1 次印刷

定 价: 28.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

前 言



模拟电子技术与实践,是电子信息工程技术应用电子技术、电气自动化、机电一体化、微电子技术、光电子技术等多个专业的专业基础课,是一门理论性和实践性较强的课程。随着教育改革的不断深入,高等职业教育迅速发展,对学生实际动手能力和综合素质提出了更高的要求,为了适应这一要求,编者根据行业企业的岗位技能需求,在多年的职业教育教学成果基础上编写了本教材。在编写过程中,为进一步突出高职办学特色,全面提高学生的职业能力,特聘请有丰富实践经验的企业高级工程师参与教材的编写工作,使学生在掌握一定专业理论知识的前提下,增强实际动手能力和创新能力,提高学生的综合素质。

本教材的主要特色是体现了目前我国高职教育的主流思想:基于工作过程的教学理念,采用项目教学法,以小型电子产品为载体,由工作任务驱动组织学习内容,使学生在教中学、做中学,真正做到学以致用。本教材由3个项目组成,理论知识方面介绍了半导体二极管、半导体三极管、场效应管、放大电路、放大电路中的反馈、功率放大器、集成运算放大器、正弦波振荡器、整流电路、滤波电路、稳压电路等相关内容;实践操作方面介绍了常用仪器使用方法、典型电子电路测试方法、实际电路连接及调试方法等。在内容的安排上,突出基本理论、基本概念和基本分析方法,删掉了复杂的公式推导过程,回避了集成电路内部电路的分析,以器件的外特性及应用为主,并遵循人的认知规律和职业成长规律,深入浅出,循序渐进,由易到难,由简单到复杂,便于学生自主学习。每个项目均设置有教学导航、知识分布网络、知识梳理与总结、项目实施等,方便学生学习及读者使用。本书在内容的选取及组织方面,也完全适用于以往的教学形式,可作为相关专业模拟电子技术课程的教材及参考用书。

本书由大连职业技术学院刘淑英教授任主编,负责全书的组织、统稿工作,并编写了项目1~3及附录;大连职业学院侯秉涛高级实验师和大连电子研究所高级工程师仲川任副主编,仲川参与了项目实施1的编写工作,并根据企业实际工作需求对教材的编写提出了很多建议;侯秉涛参与项目2中实验部分的编写工作,以及与本书配套的电子教学课件的制作。本书由大连职业技术学院殷建国教授主审。在编写过程中邀请了多家企业的技术人员进行论证并得到编者所在单位领导、老师的大力支持,在此一并表示感谢。

为了方便教师教学,本书配有免费的电子教学课件、习题参考答案,请有此需求的教师和学生登录华信教育资源网(<http://www.hxedu.com.cn>)免费注册后再进行下载,有问题时请在网站留言或与电子工业出版社联系(E-mail:hxedu@phei.com.cn)。读者也可通过该精品课网站(<http://dx.dlvtc.edu.cn/jpk/dx/DZDL/index.htm>)浏览和参考更多的教学资源。

由于编者水平有限,书中难免存在一些错误和不妥之处,敬请读者批评指正。

编 者



职业教育 继往开来（序）

自我国经济在 21 世纪快速发展以来，各行各业都取得了前所未有的进步。随着我国工业生产规模的扩大和经济发展水平的提高，教育行业受到了各方面的重视。尤其对高等职业教育来说，近几年在教育部和财政部实施的国家示范性院校建设政策鼓舞下，高职院校以服务为宗旨、以就业为导向，开展工学结合与校企合作，进行了较大范围的专业建设和课程改革，涌现出一批示范专业和精品课程。高职教育在为区域经济建设服务的前提下，逐步加大校内生产性实训比例，引入企业参与教学过程和质量评价。在这种开放式人才培养模式下，教学以育人为目标，以掌握知识和技能为根本，克服了以学科体系进行教学的缺点和不足，为学生的顶岗实习和顺利就业创造了条件。

中国电子教育学会立足于电子行业企事业单位，为行业教育事业的改革和发展，为实施“科教兴国”战略做了许多工作。电子工业出版社作为职业教育教材出版大社，具有优秀的编辑人才队伍和丰富的职业教育教材出版经验，有义务和能力与广大的高职院校密切合作，参与创新职业教育的新方法，出版反映最新教学改革成果的新教材。中国电子教育学会经常与电子工业出版社开展交流与合作，在职业教育新的教学模式下，将共同为培养符合当今社会需要的、合格的职业技能人才而提供优质服务。

近期由电子工业出版社组织策划和编辑出版的“全国高职高专院校规划教材·精品与示范系列”，具有以下几个突出特点，特向全国的职业教育院校进行推荐。

（1）本系列教材的课程研究专家和作者主要来自于教育部和各省市评审通过的多所示范院校。他们对教育部倡导的职业教育教学改革精神理解得透彻准确，并且具有多年的职业教育教学经验及工学结合、校企合作经验，能够准确地对职业教育相关专业的知识点和技能点进行横向与纵向设计，能够把握创新型教材的出版方向。

（2）本系列教材的编写以多所示范院校的课程改革成果为基础，体现重点突出、实用为主、够用为度的原则，采用项目驱动的教学方式。学习任务主要以本行业工作岗位群中的典型实例提炼后进行设置，项目实例较多，应用范围较广，图片数量较大，还引入了一些经验性的公式、表格等，文字叙述浅显易懂。增强了教学过程的互动性与趣味性，对全国许多职业教育院校具有较大的适用性，同时对企业技术人员具有可参考性。

（3）根据职业教育的特点，本系列教材在全国独创性地提出“职业导航、教学导航、知识分布网络、知识梳理与总结”及“封面重点知识”等内容，有利于老师选择合适的教材并有重点地开展教学过程，也有利于学生了解该教材相关的职业特点和对教材内容进行高效率的学习与总结。

（4）根据每门课程的内容特点，为方便教学过程对教材配备相应的电子教学课件、习题答案与指导、教学素材资源、程序源代码、教学网站支持等立体化教学资源。

职业教育要不断进行改革，创新型教材建设是一项长期而艰巨的任务。为了使职业教育能够更好地为区域经济和企业服务，殷切希望高职高专院校的各位职教专家和教师提出建议和撰写精品教材（联系邮箱:chenjd@phei.com.cn, 电话:010-88254585），共同为我国的职业教育发展尽自己的责任与义务！

中国电子教育学会

目 录



项目 1 直流稳压电源的制作与调试	(1)
教学导航	(1)
知识分布网络	(3)
项目背景知识	(3)
1.1 半导体基础	(3)
1.1.1 半导体的特性及结构	(4)
1.1.2 半导体分类	(5)
1.1.3 PN 结的特性	(6)
1.2 半导体二极管	(8)
1.2.1 二极管的结构及伏安特性	(8)
1.2.2 二极管的主要参数	(9)
1.2.3 特殊二极管	(10)
1.3 半导体三极管	(11)
1.3.1 三极管的结构和类型	(11)
1.3.2 三极管的电流分配和放大作用	(12)
1.3.3 三极管的特性曲线	(14)
1.3.4 三极管的主要参数	(16)
1.3.5 复合管	(17)
1.4 场效应管	(18)
1.4.1 结型场效应管	(19)
1.4.2 绝缘栅场效应管	(22)
实验 1 常用仪器的使用	(25)
1.5 直流稳压电源电路	(27)
1.5.1 单相整流电路	(28)
1.5.2 滤波电路	(31)
1.5.3 稳压电路	(34)
实验 2 单相桥式整流电容滤波电路测试	(39)
项目实施	(41)
知识梳理与总结	(47)
习题 1	(48)
项目 2 对讲机的制作与调试	(51)
教学导航	(51)
知识分布网络	(53)

项目背景知识	(54)
2.1 共发射极基本放大电路	(54)
2.1.1 共发射极基本放大电路的组成	(54)
2.1.2 共发射极基本放大电路的静态分析	(55)
2.1.3 共射基本放大电路的动态分析	(57)
2.2 分压式工作点稳定电路	(60)
2.2.1 温度对静态工作点的影响	(60)
2.2.2 分压式工作点稳定电路的组成及工作原理	(60)
2.2.3 分压式工作点稳定电路的静态分析	(61)
2.2.4 分压式工作点稳定电路的动态分析	(61)
实验3 工作点稳定电路测试	(62)
2.3 共集电极放大电路和共基极放大电路	(64)
2.3.1 共集电极放大电路	(64)
2.3.2 共基极放大电路	(66)
实验4 射极跟随器测试	(67)
2.4 场效应管放大电路	(69)
2.4.1 场效应管的直流偏置电路和静态分析	(69)
2.4.2 场效应管放大电路的动态分析	(71)
2.5 多级放大电路	(72)
2.5.1 多级放大电路的耦合方式	(72)
2.5.2 阻容耦合多级放大电路的分析	(73)
2.5.3 阻容耦合多级放大电路的频率特性	(74)
2.6 放大电路中的反馈	(75)
2.6.1 反馈的基本概念	(75)
2.6.2 反馈的类型与判别	(75)
2.6.3 负反馈放大电路的一般表达式	(78)
2.6.4 负反馈对放大电路性能的影响	(79)
实验5 阻容耦合两级放大电路/负反馈放大器电路测试	(82)
2.7 功率放大电路	(83)
2.7.1 功率放大器的特点及分类	(84)
2.7.2 乙类双电源互补对称功率放大器(OCL)	(85)
2.7.3 单电源互补对称功率放大电路(OTL)	(88)
2.7.4 准互补对称功率放大器	(89)
实验6 功率放大电路的测试	(89)
项目实施	(91)
知识梳理与总结	(95)
习题2	(96)
项目3 信号发生器的制作与调试	(102)
教学导航	(102)

知识分布网络	(104)
项目背景知识	(105)
3.1 差动式放大电路	(105)
3.1.1 直接耦合放大电路及零点漂移	(105)
3.1.2 差动式放大电路	(107)
实验 7 差动式放大电路的测试	(117)
3.2 集成运算放大器及其应用	(119)
3.2.1 集成电路概述	(119)
3.2.2 集成运算放大器在信号运算中的应用	(122)
3.2.3 集成运算放大器在信号处理中的应用	(131)
实验 8 比例运算电路的测试	(137)
实验 9 求和求差运算电路测试	(139)
3.3 正弦波振荡器	(141)
3.3.1 正弦波振荡电路的振荡条件与分类	(141)
3.3.2 RC 正弦波振荡电路	(143)
实验 10 RC 正弦波振荡电路的测试	(152)
项目实施	(154)
知识梳理与总结	(158)
习题 3	(159)
附录 A 半导体器件型号组成及其意义	(166)
附录 B 硅半导体整流二极管选录	(167)
附录 C 高频小功率三极管	(168)
参考文献	(169)

项目 1 直流稳压电源的制作与调试

教学导航

在各种电子设备、自动控制系统、电子计算机中，都需要稳定的直流电源。获得直流电的方法较多，但最为实用的方法是将电网提供的交流电通过一定的电路变换成直流电。图 1-1 所示的电路是一个较典型的直流稳压电源电路。

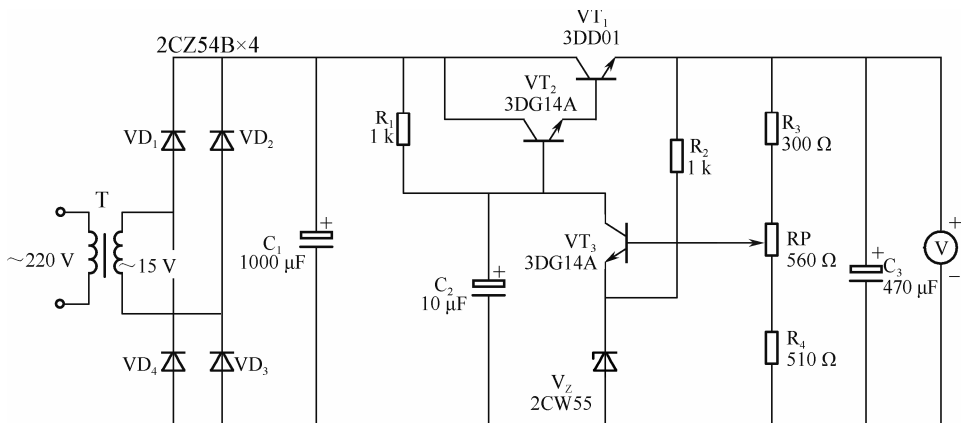


图 1-1 直流稳压电源电路

本项目将以这一典型电子电路为核心，学习常用的半导体元件，整流、滤波、稳压电路的组成、工作原理及分析计算等相关理论知识，通过实验和项目实施，掌握运用所学知识分析实际电路工作原理、常用仪器（万用表、示波器）使用方法，实际电路焊接（或连接）及调试方法等相关操作技能。



通过本项目的学习和实施，教师和学生要分别完成各自的任务或目标，如表 1-1 所示。

表 1-1 项目 1 教学导航

对象	任务或建议	具体内容
教师	知识重点	1. 半导体二极管、半导体三极管、复合管、场效应管的特性； 2. 单相整流、滤波、稳压电路的工作原理及分析计算； 3. 万用表、双踪示波器的使用方法； 4. 二极管、三极管的测试方法； 5. 整流、滤波、稳压电路的测试； 6. 实际电路的连接及调试； 7. 电路常见故障排查
	知识难点	1. 单相整流、滤波、稳压电路的工作原理及分析计算； 2. 整流、滤波、稳压电路的测试； 3. 实际电路的连接及调试； 4. 电路常见故障排查
	评价要点	1. 半导体元件的特性； 2. 万用表、示波器的使用； 3. 半导体元件的测试； 4. 整流、滤波、稳压电路的工作原理及分析计算； 5. 整流、滤波、稳压电路的测试； 6. 实际电路连接与调试
	教学场地	因为本课程实践性较强，通过实验和项目实施可帮助学生更好地理解理论知识，掌握操作技能，所以建议在实训室上课，实现理实一体化教学
	教学方法	以任务驱动法为主，结合要完成的具体工作任务，由任务驱动，引出教学内容。同时结合讲授法、讨论法、演示法、训练法等教学方法完成教学任务
	学时	28 学时
学生	学习目标	1. 掌握半导体二极管、半导体三极管、复合管、场效应管的特性； 2. 掌握单相整流、滤波、稳压电路的工作原理及分析计算方法； 3. 能正确使用万用表对半导体二极管、三极管进行检测，能正确使用双踪示波器观察信号波形； 4. 能对整流、滤波、稳压电路进行测试； 5. 能根据电路图正确连接电路，并对电路进行调试； 6. 能排查电路的常见故障
	学习方法	跟随项目中任务的完成思路，理解掌握相关理论知识及操作技能，可以采用小组讨论的方式，解决学习中遇到的问题。同时要多练习，加强实践训练
	职业素质	1. 具有良好的语言表达能力、沟通能力及团队合作能力； 2. 具有较强的安全意识、环保意识； 3. 具有较强的分析问题和解决问题的能力； 4. 具有严谨求实的工作作风



知识分布网络

在本项目中，主要围绕直流稳压电源电路，介绍半导体二极管、三极管、复合管、场效应管的特性及主要参数，单相整流、滤波、稳压电路的工作原理及分析计算方法，同时配有相关的实验及项目实施内容，具体知识分布网络如图 1-2 所示。

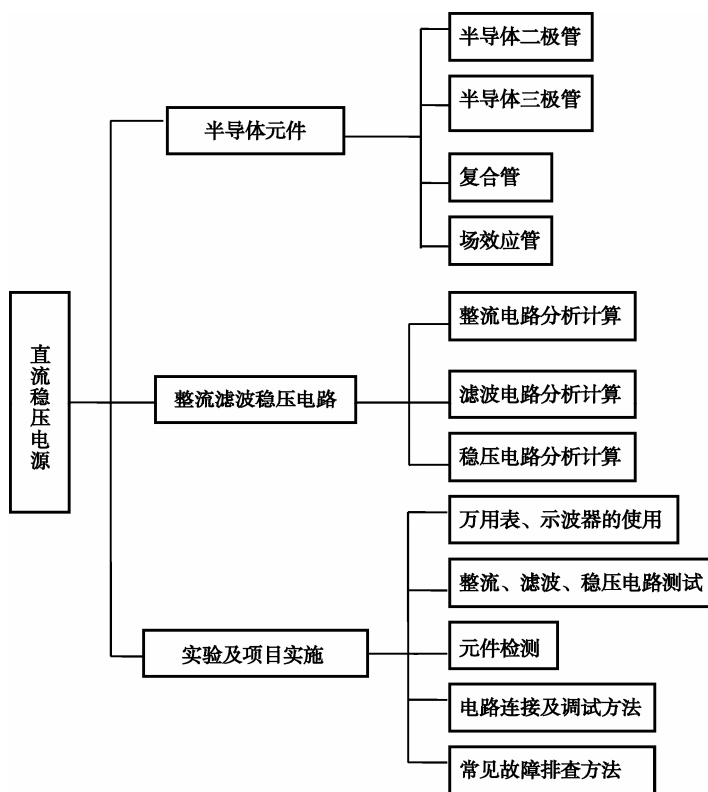


图 1-2 知识分布网络

项目背景知识

1.1 半导体基础

在自然界中，所有物质按其导电能力的强弱可以分为导体、绝缘体和半导体三大类。导电能力特别强的物质称为导体，如银、铜、铝等金属；导电能力非常差或几乎不导电的物质称为绝缘体，如塑料、橡胶、陶瓷等，这些材料在电力系统中得到了广泛应用。还有一些物质，它们的导电能力介于导体和绝缘体之间，称为半导体。常用的半导体材料有硅、锗、硒、砷化镓及金属的氧化物和硫化物等。



1.1.1 半导体的特性及结构

1. 半导体的特性

半导体之所以得到广泛应用，是因为它具有一些独特的性质。

1) 热敏性

半导体对温度很敏感，其电阻率随着温度的升高而显著减小。例如纯锗，温度每升高 10°C 它的电阻率就会减少到原来的一半左右。尽管该特性对半导体器件的工作性能有不利影响，但是由于半导体的电阻率对温度变化反应灵敏，而且大都具有负的电阻温度系数，所以人们利用这一特性制成了各种自动控制装置中常用的热敏电阻传感器和能迅速测量物体温度变化的半导体点温计等。

2) 光敏性

半导体对光照很敏感，光照射时，其电阻值会显著减小。例如硫化镉半导体薄膜，在没有光照射时，电阻高达几十兆欧；有光照射时，电阻可降到几十千欧，相差上千倍。所以人们利用这一特性制成了光敏电阻器、光电二极管、光电三极管及太阳能电池等。

3) 杂敏性

半导体对杂质很敏感，在纯净的半导体中掺入微量杂质，可以显著改变它的导电能力。例如，在纯硅中掺入亿分之一的硼，其导电能力可以增加两万以上。所以人们利用这一特性制成了不同性能、不同用途的半导体器件，如二极管、三极管、晶闸管、场效应管、各种集成电路及可以发出红、绿、黄等光线的形形色色的半导体发光器件。

2. 半导体的结构

自然界的一切物质都是由原子组成的，而原子又是由一个带正电的原子核与若干个带负电的电子组成的。电子分层围绕原子核不停地旋转，其中内层的电子受原子核的吸引力较大，外层的电子受原子核的吸引力较小。因此，外层的电子如果获得外来的能量，就容易挣脱原子核的束缚而成为自由电子。对于半导体材料，其价电子数为 4 个，其原子的外层电子既不像金属那样容易挣脱出来，也不像绝缘体那样被原子核紧紧束缚住。最常见的半导体材料为硅和锗，它们的结构如图 1-3 所示。

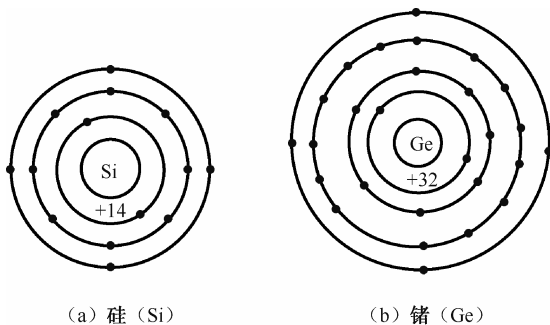


图 1-3 硅和锗原子结构平面示意图



项目1 直流稳压电源的制作与调试

由图 1-3 可见, 每个原子的最外层都有 4 个价电子。每个原子的 4 个价电子不仅受自身原子核的束缚, 还与周围相邻的 4 个原子发生联系, 这些价电子, 在围绕其自身的原子核运动的同时还常出现在相邻原子所属的轨道上。相邻的原子通过共用价电子而连接在一起, 如图 1-4 所示。这种相邻原子共用价电子形成的束缚作用称为共价键。

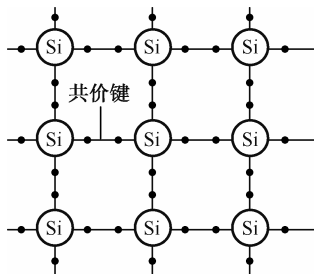


图 1-4 硅单晶的共价键平面模型

1.1.2 半导体分类

1. 本征半导体

纯净的不含任何杂质的半导体称为本征半导体。目前最常用的半导体材料有硅 (Si)、锗 (Ge)。硅和锗都是四价元素, 原子之间以共价键的形式结合, 在没有外界因素影响时, 最外层的电子被束缚在共价键内, 没有自由移动的电子, 所以不导电。当外界因素发生变化, 如光照或温度变化时, 共价键中的少数价电子因受热而获得能量, 摆脱原子核的束缚, 从共价键中挣脱出来, 成为自由电子。与此同时, 失去价电子的硅 (或锗) 原子, 在该共价键上留下了相同数量的空位, 这个空位称为空穴, 这种现象称为本征激发。在本征半导体中, 自由电子与空穴总是成对出现, 称其为自由电子-空穴对。自由电子带负电荷, 空穴带正电荷。由于它们都是携带电荷的粒子, 因此称为载流子。

在没有外加电场作用时, 自由电子和空穴的运动是杂乱无章的, 不会形成电流。当半导体两端加上外电场时, 半导体中将会出现两部分电流: 一部分是自由电子在外电场作用下逆电场方向运动形成的电子电流; 另一部分是空穴在外电场作用下顺电场方向运动形成的空穴电流。由于自由电子和空穴所带的电荷极性相反, 它们的运动方向也是相反的, 而形成的电流方向则是一致的, 即流过外电路的电流等于两者之和。温度越高, 本征激发产生的自由电子-空穴对越多, 即载流子数目越多, 产生的电流越大。

在本征半导体中, 如果自由电子和空穴相遇, 则两种载流子一起消失, 这个过程称为复合过程。

2. 杂质半导体

在本征半导体中, 如果掺入某些微量有用元素, 就形成了杂质半导体, 杂质半导体有 P 型半导体和 N 型半导体两种。

1) P 型 (空穴型) 半导体

在本征半导体硅 (或锗) 中掺入微量的三价元素硼, 则掺入的硼原子取代了某处硅



(或锗)原子的位置,硼原子有 3 个价电子,只能与相邻的 3 个硅(或锗)原子的价电子组成共价键,而与相邻的第 4 个硅(或锗)原子的价电子就没有价电子与其“共有”,这个键因缺少一个自由电子而形成了一个空穴,如图 1-5 所示。这样,掺入硼杂质后,半导体中空穴数量多于自由电子,称空穴为多数载流子,简称多子,自由电子为少数载流子,简称少子。这种半导体主要靠空穴导电,所以称为空穴型半导体,简称为 P 型半导体。三价的硼原子接受一个价电子进入共价键后都带一个负电荷,因此 P 型半导体呈电中性。

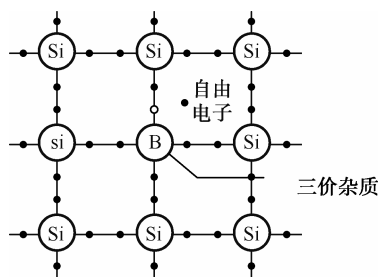


图 1-5 P 型半导体

2) N 型(电子型)半导体

如果在本征硅(或锗)中掺入微量的五价元素磷,则掺入的磷原子取代了某处硅(或锗)原子的位置,磷原子有 5 个价电子,其中 4 个将分别与相邻硅(或锗)原子的价电子组成共价键,多余一个价电子受磷原子核束缚力较弱,很容易挣脱磷原子核的束缚而成为自由电子,如图 1-6 所示。半导体中自由电子的数量相对较多,称为多数载流子,简称多子,空穴数量相对较少,称为少数载流子,简称少子。这种半导体主要靠自由电子导电,所以称为电子型半导体,或称为 N 型半导体。五价的磷原子失去一个价电子后都带一个正电荷,因此 N 型半导体呈电中性。

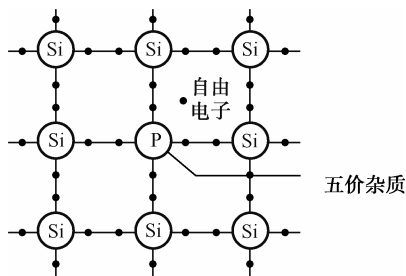


图 1-6 N 型半导体

1.1.3 PN 结的特性

1. PN 结的形成过程

当 P 型半导体和 N 型半导体结合在一起后,二侧半导体之间载流子浓度存在着明显的差异,P 区空穴多、自由电子少;N 区自由电子多、空穴少。交界面两侧同类型载流子因浓度差而产生运动,这种由浓度差引起的载流子的运动称为扩散运动,随着扩散的进行,交界面留下不能移动的正负杂质离子,由此形成空间电荷区,空间电荷区将产



生内电场。

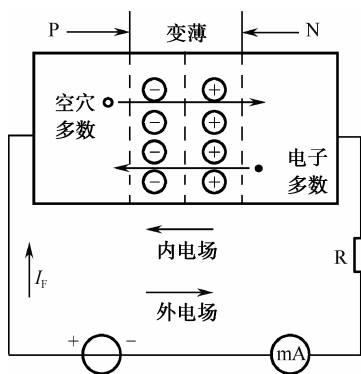
内电场形成后，一方面，其电场力会阻碍多数载流子的扩散运动；另一方面，其电场力将推动少数载流子运动，这种少数载流子在内电场作用下产生的运动称为漂移运动。

扩散运动和漂移运动既互相联系又互相矛盾。在开始形成空间电荷区时，多数载流子的扩散运动占优势，随着扩散运动的进行，空间电荷区逐渐加宽，内电场逐步加强，多数载流子的扩散运动逐渐减弱，而少数载流子的漂移运动则逐渐增强，当漂移运动和扩散运动处于动态平衡状态时，空间电荷区不再发生变化，形成了具有一定宽度的空间电荷区，称为PN结。PN结又称为“阻挡层”或“耗尽层”。

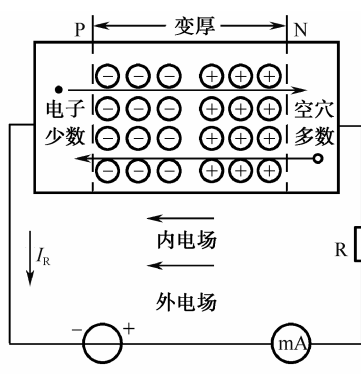
2. PN结的特性

1) 外加正向电压 (PN结正向偏置)

在图 1-7 (a) 中，P 区接电源正极，N 区接电源负极，称为正向偏置。此时在外电场作用下，内电场被削弱，耗尽层变窄，载流子的扩散大于漂移，多数载流子的扩散电流能顺利地通过 PN 结形成回路正向电流 I_F ，正向电流较大，PN 结的正向电阻很小，PN 结为正向导通状态。



(a) 加正向电压导通



(b) 加反向电压截止

图 1-7 PN 结的单向导电性

2) 外加反向电压 (PN结反向偏置)

在图 1-7 (b) 中，P 区接电源负极，N 区接电源正极，称为反向偏置。此时在外电场的作用下，内电场增强，耗尽层变宽，载流子的扩散难以进行，造成漂移大于扩散，多数载流子受阻，两区的少数载流子在内电场作用下漂移过 PN 结形成反向电流 I_R 。由于在室温下少数载流子的浓度很低，所以反向电流极小，PN 结的反向电阻很大，PN 结为反向截止状态。

另外，由于少数载流子是由激发产生的，在一定温度下，反向电流不仅很小，而且基本不因外加反向电压而变化，故称为反向饱和电流，并用 I_S 表示。

综上所述，外加正向电压时，PN 结的正向电阻很小，正向电流 I_F 较大，是多数载流子的扩散运动形成的，此时 PN 结正向导通；外加反向电压时，PN 结的反向电阻很大，反向电流 I_S 很小，是少数载流子的漂移运动形成的，此时 PN 结反向截止。PN 结的这种特性称为单向导电性。



1.2 半导体二极管

1.2.1 二极管的结构及伏安特性

1. 二极管的结构和符号

从 PN 结的 P 区和 N 区分别引出引线，然后用塑料、玻璃或铁皮等材料做外壳封装，就构成了最简单的二极管。从二极管 P 区引出的外引线称为二极管的阳极或正极，从二极管 N 区引出的外引线称为二极管的阴极或负极。二极管的结构和图形符号如图 1-8 所示。

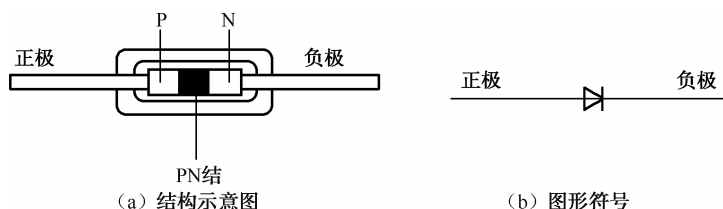


图 1-8 二极管的结构和图形符号

二极管有许多种类型。从工艺上分，有点接触型二极管和面接触型二极管；从材料上分，有硅二极管和锗二极管；从用途上分，有整流管、检波二极管、稳压二极管、光电二极管和开关二极管等。

2. 二极管的伏安特性

流过电子器件的电流 I 与其两端电压 U 之间关系的特性叫伏安特性。

1) PN 结的伏安特性方程

PN 结两端的电压 U 与流过 PN 结的电流 I 之间的关系可用式 (1-1) 表示：

$$I = I_S (e^{\frac{U}{U_T}} - 1) \quad (1-1)$$

式中， I_S 称为 PN 结的反向饱和电流， U_T 称为温度的电压当量，常温下 $U_T \approx 26 \text{ mV}$ 。

由式 (1-1) 可见，当 $U=0$ 时， $I=0$ ；当 PN 结正偏，且 $U \gg U_T$ 时， I 随 U 按指数规律增大；当 PN 结反偏时，则 $I \approx -I_S$ ，其大小与外电压 U 无关。

2) 二极管的伏安特性

因为二极管的核心是 PN 结，所以二极管的伏安特性与式 (1-1) 基本相同。但是由于存在引线的接触电阻、半导体的体电阻和表面漏电流等因素，实际的二极管特性与式 (1-1) 略有差异。实际二极管的伏安特性曲线如图 1-9 所示。为分析方便，通常将特性曲线分为三部分：正向特性、反向特性、反向击穿特性。

(1) 正向特性

当外加正向电压小于某一数值（称为死区电压）时，二极管正向电流 I_F 很小，几乎为零，该段称为死区。死区电压的大小与二极管的材料有关，通常，硅材料二极管的死区电压约为 0.5 V ，锗材料二极管的死区电压约为 0.1 V 。

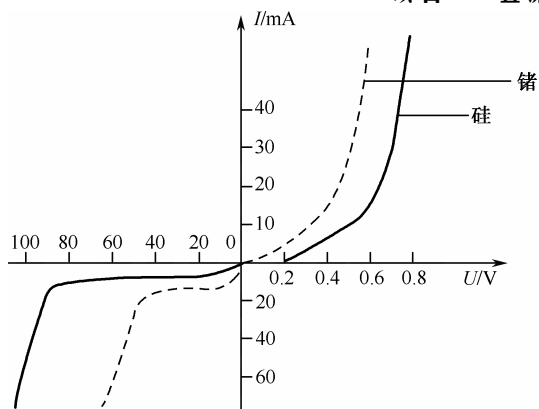


图 1-9 二极管伏安特性曲线

当外加正向电压超过死区电压后,随外加电压的增加,正向电流按指数规律明显增大,当二极管完全导通后,正向电压基本维持不变,称为二极管正向导通压降 U_F 。一般硅管的 U_F 为 $0.6\sim 0.7\text{ V}$,通常取 0.7 V ,锗管的 U_F 为 $0.2\sim 0.3\text{ V}$,通常取 0.3 V 。

(2) 反向特性

当二极管承受反向电压时,外电场与内电场方向一致,扩散运动基本停止,只有少数载流子做漂移运动,形成极小的反向电流,称为反向饱和电流,这时二极管反向截止。但反向电路对温度的变化非常敏感,温度升高,反向电流明显增大,通常温度每升高 10°C ,其反向电流约增加一倍。

(3) 反向击穿特性

当反向电压增大到某一数值时,反向电流将随反向电压的增加而急剧增大,这种现象称为二极管的反向击穿。击穿时对应的电压称为反向击穿电压。

3. 温度对二极管性能的影响

由于半导体的导电性能与温度有关,所以二极管的伏安特性也随温度的变化而变化。在同一正向电流下,随着温度的升高,二极管的正向压降反而减小,即 PN 结具有负的温度特性,通常当温度升高 1°C 时,硅和锗二极管的正向压降将减小 2 mV 左右。在同一反向电流下,由于激发形成的少数载流子反向饱和电流 I_S 随着温度的升高而急剧增大。通常半导体的温度每升高 10°C 时其反向电流 I_S 约增加一倍。另外,当温度升高时,二极管的反向击穿电压 U_{BR} 将有所降低。

1.2.2 二极管的主要参数

1. 最大整流电流 I_F

I_F 指二极管长期工作时允许通过的最大正向平均电流值,用 I_F 表示。工作时,管子通过的电流不应超过这个数值,否则将导致管子因过热而损坏。

2. 最大反向工作电压 U_{RM}

U_{RM} 指允许加在二极管两端的反向电压最大值。通常 U_{RM} 为反向击穿电压的 $1/2\sim 2/3$,以确保二极管安全工作。



除上述参数外，二极管的参数还有结电容、正向压降等，实际应用时，可查阅半导体器件手册。

1.2.3 特殊二极管

1. 稳压二极管

稳压二极管是利用特殊工艺制造的面接触型硅二极管，它与电阻器配合，在电路中起稳压作用。

1) 稳压管的伏安特性

稳压二极管的特性曲线及图形符号如图 1-10 所示。从特性曲线可以看到，稳压管正向偏压时，其特性与普通二极管相似；但反向击穿特性很陡，稳压管通常工作在反向击穿区，反向击穿后，反向电流在很大范围内变化时，稳压管两端电压变化很小，因此具有稳压性能。

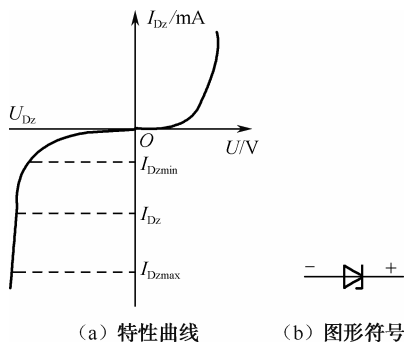


图 1-10 稳压二极管的伏安特性曲线及图形符号

2) 稳压管的主要参数

(1) 稳定电压 U_{DZ} ：当稳压管通过规定的测试电流时管子两端的电压。由于制造工艺的原因，同一型号的管子稳定电路有一定的分散性。目前常见的稳压管稳压值分布在几伏至几百伏。

(2) 稳定电流 I_{DZ} ：稳压管正常工作时的参考电流值。稳压管的工作电流越大，稳压效果越好，实际应用时只要工作电流不超过最大工作电流 I_{DZmax} ，均可正常工作。

(3) 动态电阻 R_{DZ}

稳压管端电压的变化量 ΔU_{DZ} 与对应电流变化量 ΔI_{DZ} 之比称为动态电阻。

$$R_{DZ} = \frac{\Delta U_{DZ}}{\Delta I_{DZ}}$$

动态电阻越小，稳压效果越好。

2. 发光二极管

发光二极管是一种将电能直接转换成光能的固体器件，简称 LED (Light Emitting Diode)，图形符号如图 1-11 所示。其基本结构是一个 PN 结，采用砷化镓、磷化镓等化合物半导体材料制造而成，它的伏安特性与普通二极管的伏安特性相似，但由于材料特性，



图 1-11 发光二极管图形符号

其正向导通电压较大, 约为 $1\sim 2\text{ V}$, 管子正向导通时会发光。

发光二极管由于工作电压低、工作电流小, 且体积小、可靠性高、耗电省、寿命长, 所以广泛用于信号指示等电路中。

3. 光电二极管

光电二极管又称光敏二极管, 它是一种将光信号转换为电信号的器件。光电二极管的基本结构也是一个 PN 结, 但管壳上有一个窗口, 使光线可以照射到 PN 结上。

光电二极管工作在反向偏置状态下。无光照时, 与普通二极管一样, 反向电流很小, 称为暗电流; 当有光照时, 其反向电流随光照强度的增加而增加, 称为光电流。图 1-12 所示是光电二极管的图形符号, 图 1-13 是它的伏安特性曲线。



图 1-12 光电二极管图形符号

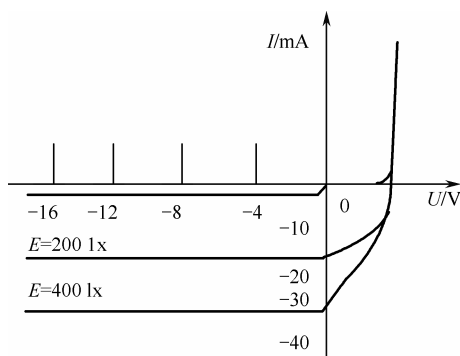


图 1-13 光电二极管伏安特性曲线

光电二极管作为光电器件, 广泛应用于光的测量和光电自动控制系统, 如光纤通信中的光接收机、电视机和家庭音响的遥控接收都离不开光电二极管。

1.3 半导体三极管

半导体三极管又称晶体三极管, 简称三极管或晶体管。由于参与管子导电的有空穴和自由电子两种载流子, 故又称为双极型晶体管。

1.3.1 三极管的结构和类型

三极管的内部结构是两个 PN 结, 这两个 PN 结是由三个杂质半导体区域构成的。根据三个杂质半导体区域排列的方式不同, 可分为 NPN 型和 PNP 型两种, 其结构和图形符号分别如图 1-14 和图 1-15 所示, 其中位于中间的一层半导体区称为基区, 基区很

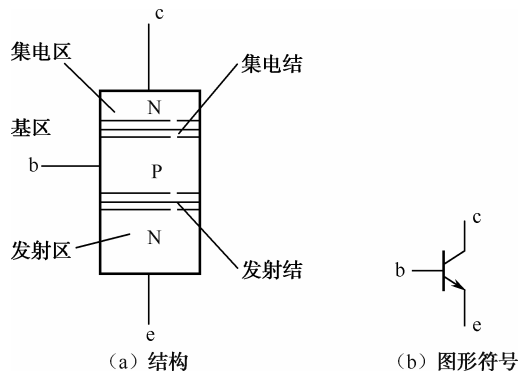


图 1-14 NPN 型三极管结构及图形符号

薄，基区的一侧半导体区专门用来发射载流子，称为发射区；另一侧专门用来收集载流子，称为集电区。发射区与基区之间的 PN 结称为发射结，集电区与基区之间的 PN 结称为集电结。

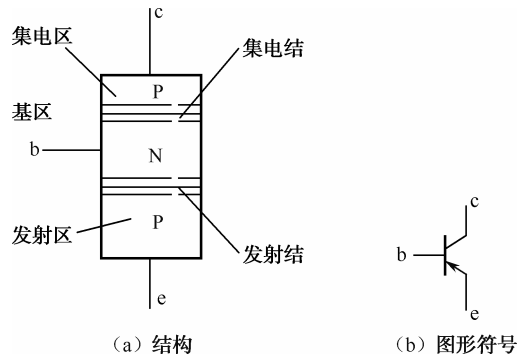


图 1-15 PNP 型三极管结构及图形符号

从三个区引出三个电极：由基区引出的电极称为基极，用字母 b 表示；由发射区引出的电极称为发射极，用字母 e 表示；由集电区引出的电极称为集电极，用字母 c 表示。三极具有放大作用的内部条件为：发射区掺杂浓度要高，基区很薄且掺杂浓度低，集电结的面积较大。

1.3.2 三极管的电流分配和放大作用

三极管具有放大作用的外部条件是：发射结正向偏置，集电结反向偏置。下面以 NPN 型三极管为例加以讨论，所得结论对于 PNP 型三极管同样适用。

1. 三极管内部载流子的运动规律

1) 发射区向基区发射电子

由图 1-16 可知，电源 U_{bb} 经过电阻 R_b 加在发射结上，发射结正偏，发射区的多数载流子——自由电子不断地越过发射结而进入基区，形成发射极电流 I_e 。同时，基区多数载流子也向发射区扩散，但由于基区很薄，可以不考虑这个电流，因此，可以认为三极管发射结电流主要是电子流。

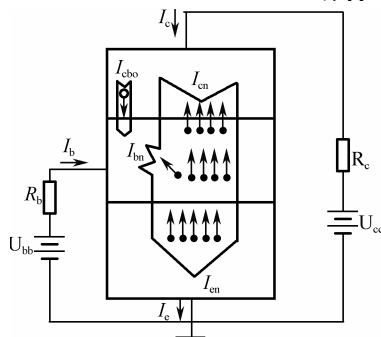


图 1-16 三极管内部载流子运动规律

2) 载流子在基区的扩散与复合

电子进入基区后, 靠近发射结的地方较密集, 形成电子浓度差, 在浓度差的作用下, 促使电子流向集电结扩散。在扩散过程中, 有很小一部分电子与基区的空穴复合, 形成复合电子流 I_{bn} 。

3) 集电区收集电子

由于集电结外加反向电压很大, 这个反向电压产生的电场力将阻止集电区电子向基区扩散, 同时将扩散到集电结附近的电子拉入集电区而形成集电结主电流 I_{cn} 。另外, 集电区的少数载流子——空穴也会产生漂移运动, 流向基区, 形成反向饱和电流 I_{cbo} , 其数值很小, 但对温度非常敏感。

2. 三极管的电流分配关系

由于三极管基区的杂质浓度很低, 且很薄, 这就减小了电子和空穴复合的机会, 所以从发射区注入基区的电子只有很小一部分在基区复合掉, 绝大部分到达集电区。即构成发射极电流 I_e 的两部分中, I_{bn} 很小, I_{cn} 较大, 二者的比值用 $\bar{\beta}$ 表示, 则有:

$$\bar{\beta} = \frac{I_{cn}}{I_{bn}} \quad (1-2)$$

式中, $\bar{\beta}$ 表示三极管的电流放大能力, 称为直流电流放大系数。一旦管子制成, 这种比例关系也就确定了。

对照图 1-16, 并结合式 (1-2), 各极电流满足下列分配关系:

$$\begin{aligned} I_b &= I_{bn} - I_{cbo} \\ I_c &= I_{cn} + I_{cbo} = \bar{\beta} I_{bn} + I_{cbo} = \bar{\beta} (I_b + I_{cbo}) + I_{cbo} \\ &= \bar{\beta} I_b + (1 + \bar{\beta}) I_{cbo} = \bar{\beta} I_b + I_{ceo} \\ I_{ceo} &= (1 + \bar{\beta}) I_{cbo} \\ I_e &= I_{cn} + I_{bn} = (I_c - I_{cbo}) + (I_b + I_{cbo}) = I_c + I_b \end{aligned} \quad (1-3)$$

3. 三极管的电流放大作用

在图 1-17 所示的放大电路中, 若在基极输入端接入一个小的输入信号电压 ΔU_i , 则 $U_i = V_{bb} + \Delta U_i$, 由于发射结两端电压的变化引起了基极电流的变化, 集电极电流也会发生相应的变化, 它们的变化量分别用 ΔI_b 和 ΔI_c 表示。 ΔI_c 和 ΔI_b 的比值称为共发射极交流电流放



大系数，用 β 表示。

β 是表征三极管电流放大能力的参数，一般从几十到几百，所以 $\Delta I_c \gg \Delta I_b$ 。这种以较小的输入电流变化控制较大的输出电流变化的作用是三极管的电流放大作用。

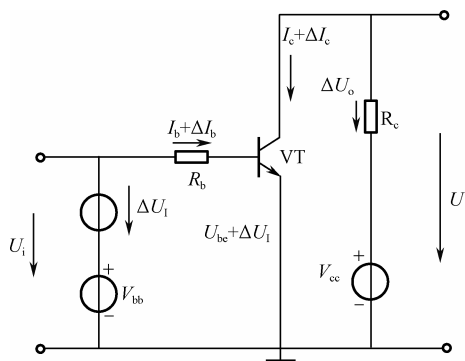


图 1-17 共发射极放大电路

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

为了将电流放大作用转化成电压放大作用，在集电极回路接入集电极负载电阻器 R_c ，由图 1-17 可见， ΔI_c 在 R_c 上产生的电压变化量为 $\Delta U_{R_c} = -\Delta I_c R_c$ ，管子集电极和发射极之间的变化量为 $\Delta U_{ce} = -\Delta I_c R_c$ ，只要电阻器 R_c 选择合适， ΔU_{ce} 的变化量远大于输入信号 ΔU_i 的变化量，在共发射极电路中， ΔU_{ce} 就是 ΔU_o ，这样 ΔU_o 比输入电压 ΔU_i 大很多倍，这就是电压放大作用。

1.3.3 三极管的特性曲线

由于三极管有三个电极，因而在应用中必然由某个电极构成输入和输出的公共端，按其公共端的不同，分别有共射、共基、共集组态，图 1-18 所示为这三种组态。

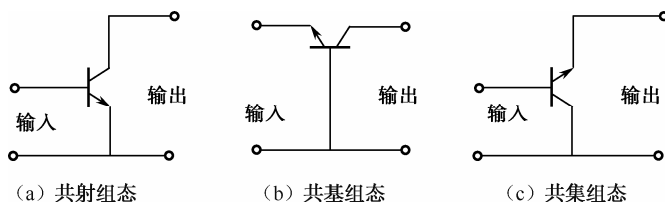


图 1-18 三极管电路的三种组态

三极管各电极间电压与电流之间的关系曲线称为三极管的特性曲线。它们分为输入特性曲线和输出特性曲线，下面以 NPN 型硅管为例，讨论共射电路的特性曲线。

1. 输入特性曲线

输入特性指当集电极与发射极之间电压 U_{ce} 为常数时，基极电流 I_b 与基极、发射极之间电压 U_{be} 之间的关系，即：

$$I_b = f(U_{be}) \Big|_{U_{ce}=\text{常数}}$$



项目1 直流稳压电源的制作与调试

图 1-19 给出了某三极管的输入特性曲线，下面分两种情况进行讨论。

(1) $U_{ce}=0$ 时的输入特性 (图 1-19 中曲线①)。当 $U_{ce}=0$ 时，相当于集电极和发射极间短路，三极管等效成两个二极管并联，其特性类似于二极管的正向特性，也是非线性的，也有一段死区电压。

(2) $U_{ce} \geq 1\text{ V}$ 时的输入特性 (图 1-19 中曲线②)。当 $U_{ce} > 0$ 时，曲线向右平移，在 U_{ce} 从 0 增加到 1 V 区间，曲线右移明显；当 U_{ce} 大于 1 V 后，随着 U_{ce} 的增加，曲线右移很少 (基本不变)，所以通常只画出 $U_{ce} \geq 1\text{ V}$ 时对应的一条曲线。

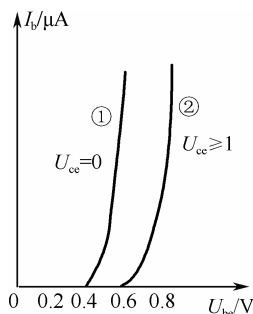


图 1-19 三极管的输入特性曲线

2. 输出特性曲线

输出特性曲线指当三极管基极电流 I_b 为常数时，集电极电流 I_c 与集电极、发射极间电压 U_{ce} 之间的关系，即：

$$I_c = f(U_{ce}) \Big|_{I_b = \text{常数}}$$

三极管的输出特性曲线如图 1-20 所示，它是一个曲线族，当 i_b 取值不同时，就有不同的输出特性曲线。根据三极管的工作状态不同，输出特性曲线分为三个区域，即截止区、放大区和饱和区。

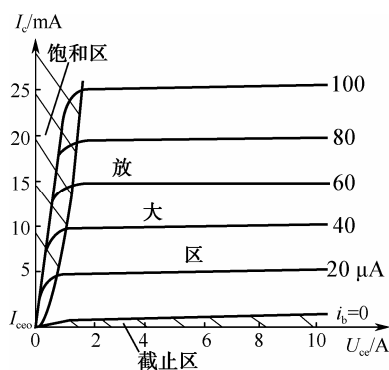


图 1-20 三极管的输出特性曲线

1) 截止区

一般上把 $i_b=0$ 对应的特性曲线以下的区域称为截止区。这时， $I_c=I_{ceo} \approx 0$ 。集电极到发射极只有微小的电流，称其为穿透电流。此时 U_{be} 低于死区电压，发射结和集电结都处于反向偏置，三极管呈截止状态。



2) 放大区

曲线平坦的区域为放大区。在该区域内 i_c 不随 U_{ce} 变化, 呈现恒流特性, 但 i_c 大小受 i_b 的控制, 即 $i_c = \beta i_b$ 。此时发射结正向偏置, 集电结反向偏置, 三极管呈放大状态。

3) 饱和区

输出特性曲线上升部分称为饱和区, 此时 $U_{ce} \leq 1 \text{ V}$, 三极管饱和时的 U_{ce} 值称为饱和压降, 用 U_{ces} 表示。因为 U_{ces} 值很小, 三极管的 c、e 两极之间接近短路, 所以此时发射结和集电结都正偏, 三极管呈饱和状态。

1.3.4 三极管的主要参数

三极管的参数是用来表示三极管的性能和极限使用条件的物理量, 是正确选用和使用三极管的依据。三极管的参数很多, 这里只介绍几个主要参数。

1. 电流放大系数

电流放大系数是表征三极管电流放大能力的参数, 包括交流电流放大系数 β 和直流放大系数 $\bar{\beta}$ 。交流电流放大系数 β 是: 集电极电压 U_{ce} 为定值时, 集电极电流变化量 ΔI_c 与基极电流变化量 ΔI_b 之比, 即:

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ 是: 集电极-发射极电压 U_{ce} 一定的条件下, 由基极直流电流 I_b 所引起的集电极直流电流与基极电流之比, 即

$$\bar{\beta} = \frac{I_c - I_{ceo}}{I_b} \approx \frac{I_c}{I_b}$$

β 和 $\bar{\beta}$ 含义不同, 但通常在输出特性线性较好的情况下, 两个数值差别很小, 一般不严格区分。

2. 极间反向电流

1) 集电极-基极反向饱和电流 I_{cbo}

I_{cbo} 是当三极管发射极开路而集电结处于反向偏置时的集电极电流值。它是由于集电结处于反向偏置状态, 集电区中和基区中少数载流子的漂移所形成的电流, I_{cbo} 越小越好。

2) 集电极-发射极反向饱和电流 I_{ceo}

I_{ceo} 是当三极管基极开路, 且 c、e 间加上一定电压时的集电极电流, 它是 I_{cbo} 的 $(1+\beta)$ 倍。由于 I_{ceo} 比 I_{cbo} 大得多, 容易测量, 所以通常把 I_{ceo} 作为判断管子质量的重要依据。

I_{ceo} 和 I_{cbo} 受温度影响都很大。当温度升高时, I_{cbo} 增加很快, I_{ceo} 增加更快, I_c 也相应地增加, 因此三极管的温度稳定性较差。 I_{cbo} 越大, β 越高的管子, 其稳定性越差。因此在选用三极管时, 要求 I_{cbo} 尽可能小些, 而 β 以不超过 100 为宜。硅管的稳定性胜于锗管, 所以在温度变化较大的工作环境中应该选用硅管。



3. 极限参数

1) 集电极最大允许电流 I_{cm}

I_{cm} 指三极管集电极允许的最大电流, 在使用中, 若 I_c 超过一定数值, β 值下降, 将 β 下降到正常值的 $2/3$ 时所对应的 I_c 值记为 I_{cm} , 当 $I_c > I_{cm}$ 时, 管子性能将显著变差, 放大能力减弱。

2) 集电极-发射极间反向击穿电压 $U_{(BR)ceo}$

$U_{(BR)ceo}$ 是基极开路时, 集电极与发射极之间的最大允许电压。使用时不能超过此值, 否则将使管子性能变差, 甚至损坏。

3) 集电极最大允许耗散功率 P_{cm}

P_{cm} 表示集电结上允许损耗功率的最大值。当集电极电流流过集电极时, 产生的功耗使结温升高, 结温太高会使三极管烧毁, 因此规定 $P_c < P_{cm}$ 。因为集电极损耗的功率 $P_{cm} = i_c U_{ce}$ 所以可以在输出特性曲线上画出管子的允许功率损耗线, 如图 1-21 所示, P_{cm} 的大小与管子的散热方式及环境温度有关。

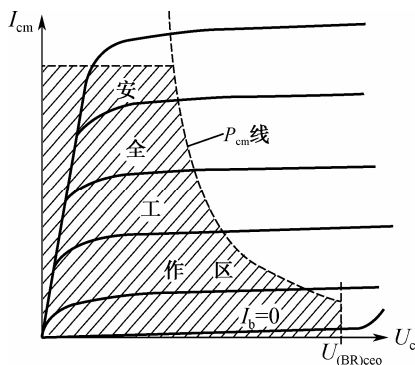


图 1-21 三极管的安全工作区

1.3.5 复合管

将两个或两个以上的三极管按一定连接方式组成的一个三端子器件叫复合管。连接方法如图 1-22 所示, 在形成复合管时要注意以下几点。

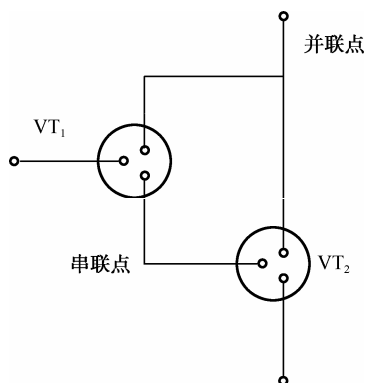


图 1-22 复合管的连接



(1) 要保证复合管中的每个三极管都工作在放大状态, 即复合管中的每个三极管发射结正偏、集电结反偏。

(2) 在串联点处电流连续, 并联点处电流求和。

(3) 复合管的类型由三极管 VT_1 的类型决定, 图 1-23 所示是常见的四种复合管的连接图, 其中图 1-23 (a) 和 (b) 是由两只相同类型的三极管组成的复合管。图 1-23 (c) 和 (d) 是由不同类型的三极管组成的复合管。

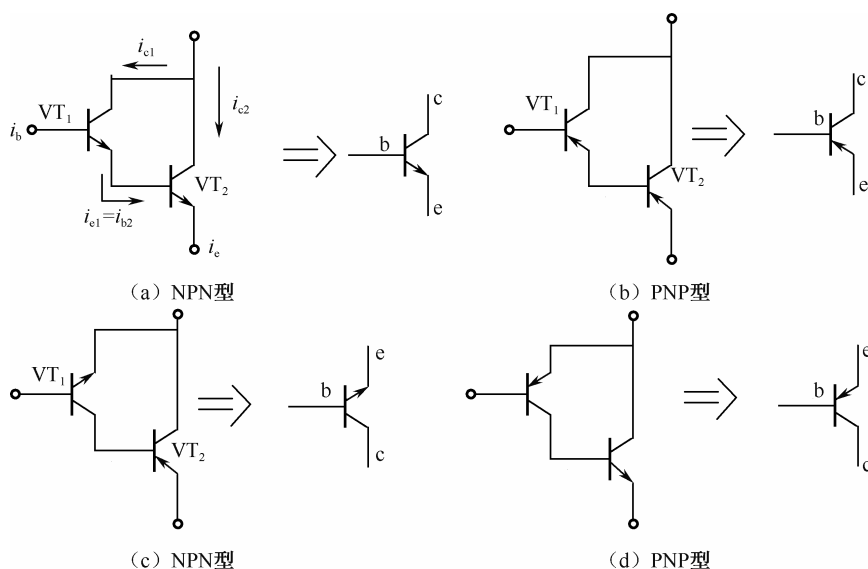


图 1-23 复合管

复合管的电流放大系数近似为组成复合管的各三极管 β 的乘积, 以图 1-23 (a) 为例, 有:

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_{b1} \\
 i_e &= i_{e2} \\
 i_c &= i_{c1} + i_{c2} = \beta_1 i_{b1} + \beta_2 i_{b2} \\
 &= \beta_1 i_{b1} + (1 + \beta_1) i_{b1} \cdot \beta_2 \\
 &= i_{b1} [\beta_1 + (1 + \beta_1) \beta_2] \\
 \beta &= \frac{i_c}{i_b} = \frac{i_c}{i_{b1}} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2
 \end{aligned} \tag{1-4}$$

1.4 场效应管

场效应管是另一种半导体器件, 它是一种电压控制型器件, 通过改变电场的强弱来控制半导体材料的导电能力。它的输入电阻非常高, 一般可达 $10^7 \sim 10^{15} \Omega$, 此外, 它还具有热稳定性好、噪声低、抗辐射能力强等特点, 并且制造工艺简单、便于大规模集成等, 因此在电子电路中得到了广泛应用。

场效应管按结构不同可分为结型场效应管 (简称 JFET) 和绝缘栅型场效应管 (简称 IGFET) 两大类。结型场效应管又分为 N 沟道和 P 沟道两种; 绝缘栅型场效应管也有 N 沟



道和 P 沟道两种，每种类型又都可分为增强型和耗尽型。

1.4.1 结型场效应管

1. 结型场效应管的结构及图形符号

图 1-24 (a) 给出了 N 沟道结型场效应管的结构 (平面) 图。在一块 N 型半导体材料的两侧各制成一个高掺杂的 P 型区，形成两个 PN 结，即耗尽层。两个 P 型区连接在一起，引出一个电极，为栅极 G；N 型区的两端各引出一个电极，为漏极 D 和源极 S。与三极管不同的是，结型场效应管的源极和漏极是完全对称的，因此漏极和源极可以互换。两个 PN 结之间的 N 区是载流子流过的通道，称为导电沟道，所以称为 N 沟道结型场效应管，符号如图 1-24 (b) 所示。

如果在一块 P 型半导体材料的两侧各制成一个高掺杂的 N 型区，则可构成 P 沟道结型场效应管，其符号如图 1-24 (c) 所示。

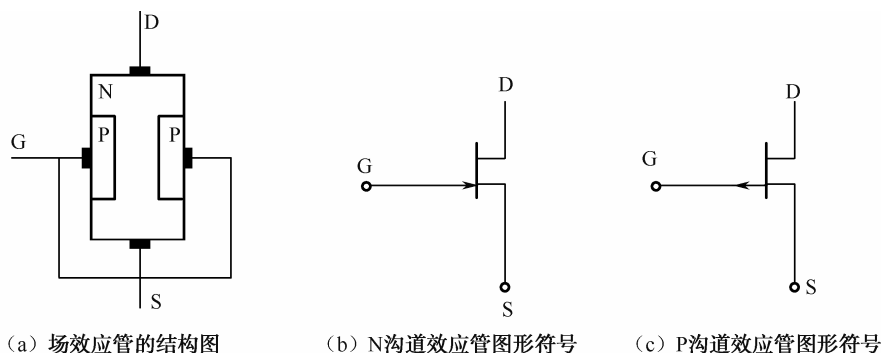


图 1-24 场效应管结构图及图形符号

2. 工作原理

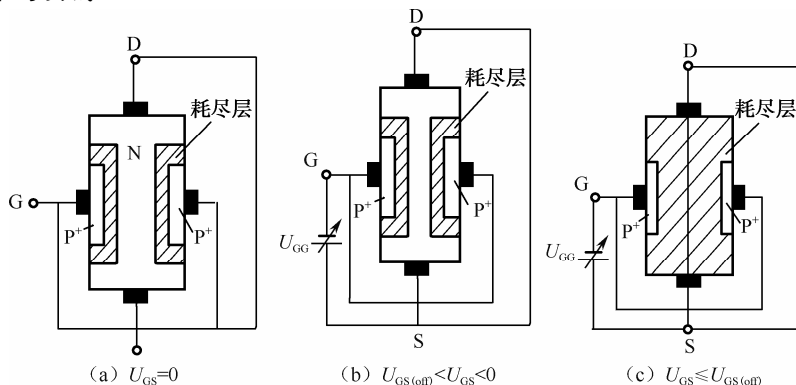
结型场效应管有 N 沟道和 P 沟道两种，下面以 N 沟道结型场效应管为例，分析其工作原理。

场效应管正常工作时，栅极和源极之间所加电压称为栅源电压，简称栅偏压，用 U_{GS} 表示，该电压方向应使 PN 结反偏，所以栅极电流很小，因此场效应管具有很高的输入电阻。源极和漏极之间所加电压称为漏源电压，用 U_{DS} 表示，其方向应使漏极为正、源极为负。下面分析 U_{GS} 的变化对导电沟道的影响。

(1) 当 $U_{GS}=0$ 时，PN 结的耗尽层如图 1-25 (a) 中阴影部分所示。耗尽层只占 N 型半导体体积的很小一部分，导电沟道比较宽，沟道电阻较小。

(2) 当栅极和源极之间加上一个可变直流负电源 U_{GG} 时：此时栅源电压 U_{GS} 为负值，两个 PN 结都处于反向偏置，耗尽层加宽，导电沟道变窄，沟道电阻加大，如图 1-25 (b) 所示。而且栅源电压 U_{GS} 越负，导电沟道越窄，沟道电阻越大。

(3) 当栅源电压 U_{GS} 负到某一值时，两边的耗尽层近于接上，仿佛沟道被夹断，沟道电阻趋于无穷大，如图 1-25 (c) 所示。此时的栅源电压称为栅源截止电压 (或夹断电压)，用 $U_{GS(off)}$ 表示。


 图 1-25 $U_{DS} \approx 0$ 时, U_{GS} 对导电沟道的影响

由上述分析可知, 改变栅源电压 U_{GS} 的大小就能改变导电沟道的宽窄, 进而改变沟道电阻的大小。如果在漏极和源极之间接入加一个正向电压 U_{DS} , 则由源极流向漏极的电流 I_D 将受电压 U_{GS} 控制, 所以结型场效应管是一种电压控制元件, 利用外加电压 U_{GS} 来改变耗尽层的宽度, 进而控制漏极电流 I_D 。

3. 特性曲线

场效应管的特性曲线最常用的有转移特性曲线和输出特性曲线。

1) 转移特性曲线

转移特性指在漏源电压 U_{DS} 一定时, 漏极电流 I_D 同栅源电压 U_{GS} 的关系。函数表示式表示为:

$$I_D = f(U_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{常数}}$$

图 1-26 为某一 N 沟道结型场效应管的转移特性曲线。从图中可以看出 U_{GS} 对 I_D 的控制作用。 $U_{GS}=0$ 时的 I_D 称为饱和漏极电流, 记为 I_{DSS} 。当 $U_{GS}=U_{GS(off)}$ 时, $I_D \approx 0$ 。

图 1-26 中的转移特性可以用一个近似公式来表示:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (1-5)$$

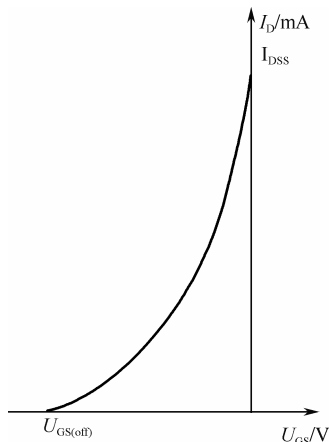


图 1-26 N 沟道结型场效应管的转移特性曲线



项目1 直流稳压电源的制作与调试

根据式 (1-5)，只要给出 I_{DSS} 和 $U_{GS(off)}$ ，就可以估算出转移特性中各点的值。

2) 输出特性曲线

输出特性曲线（也叫漏极特性）指在栅源电压 U_{GS} 一定时，漏极电流 I_D 与漏源电压 U_{DS} 之间关系。函数表示为：

$$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常数}}$$

图 1-27 所示为某一 N 沟道结型场效应管的输出特性曲线。曲线可分为可变电阻区、恒流区、击穿区和截止区四个区域。

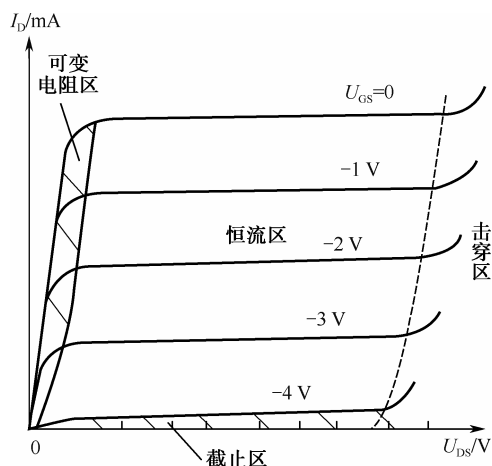


图 1-27 N 沟道结型场效应管的输出特性曲线

(1) 可变电阻区。特性曲线上升部分称为可变电阻区。在此区域内， U_{DS} 较小， I_D 随 U_{DS} 的增加而近于直线上升，管子的工作状态相当于一个电阻器，而且阻值的大小又随栅源电压 U_{GS} 的变化而变化，沟道电阻受 U_{GS} 的控制，称为压控电阻，因此这一区域称为可变电阻区。

(2) 恒流区。恒流区是场效应管对小信号放大的线性放大区，和三极管的放大区相对应，这部分曲线近于水平， I_D 的值基本不变，也称为电流饱和区。在此区域内， I_D 几乎不随 U_{DS} 改变，只随 U_{GS} 变化，表现出 U_{GS} 对 I_D 的控制作用。

(3) 击穿区。随 U_{DS} 的增加，栅极、漏极间 PN 结上的反向偏压超过它所能承受的极限时，将发生击穿，使漏极电流 I_D 急剧上升，这部分对应的区域称为击穿区。在此区内， U_{DS} 较大， I_D 剧增，出现了击穿现象。场效应管工作时，不允许进入这个区域。

(4) 截止区。当栅源电压达到夹断电压后， $I_D \approx 0$ ，场效应管处于截止状态。

4. 结型场效应管的主要参数

1) 饱和漏极电流 I_{DSS}

I_{DSS} 是当 U_{DS} 取某一固定值， $U_{GS}=0$ 时的漏极电流值，是结型场效应管所能输出的最大漏极电流。

2) 夹断电压 $U_{GS(off)}$

当 U_{DS} 取某一非零固定值时，增大 $|U_{GS}|$ 使 I_D 逐渐减小，当 I_D 趋近于某一微小数值（如



50 μ A) 时, 栅源极之间所加的电压 U_{GS} 即为夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。

3) 低频跨导 g_m

低频跨导是场效应管的一个重要的微变等效参数。场效应管是一种电压控制元件, 在 U_{DS} 固定的条件下, 输入电压信号 U_i 使 U_{GS} 产生一个增量 ΔU_{GS} , 则漏极电流受栅极电压的控制将产生相应的增量 ΔI_D , 低频跨导 g_m 反映了栅源电压对漏极电流的控制作用, 即:

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{\Delta U_{DS} = \text{常数}} \quad (1-6)$$

g_m 的单位为西门子 (S), 常用的单位还有毫西门子 (mS)。

1.4.2 绝缘栅场效应管

绝缘栅型场效应管也是利用电场效应控制电流的原理制成的, 由于其是由金属、氧化物、半导体构成的, 所以又称为金属-氧化物-半导体场效应管, 简称为 MOS 场效应管。MOS 场效应管的栅极工作于绝缘状态, 输入电阻很高, 可达到 $10^{15} \Omega$, 且便于集成, 所以广泛用于大规模集成电路。MOS 管分增强型和耗尽型两大类, 每类又分为 N 沟道和 P 沟道两种, 下面以 N 沟道绝缘栅型场效应管为例, 介绍其结构和工作原理。

1. N 沟道增强型绝缘栅型场效应管

1) N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的结构

N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的结构如图 1-28 (a) 所示。它以一块杂质浓度较低的 P 型硅半导体薄片作为衬底, 利用扩散方法在上面形成两个高掺杂的 N^+ 区, 并引出电极, 分别为源极 (S) 和漏极 (D); 半导体表面覆盖一层很薄的二氧化硅绝缘层, 并在二氧化硅表面再安置一个金属电极, 称为栅极 (G)。

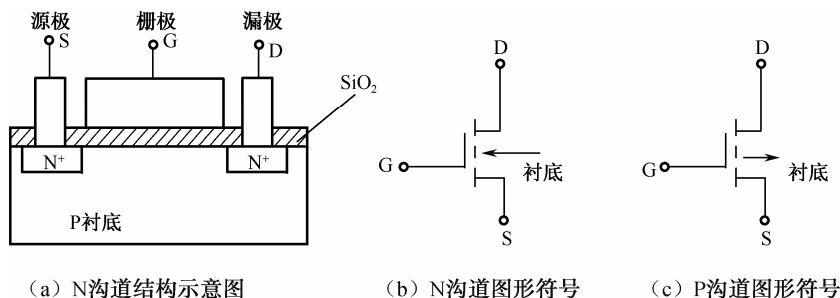


图 1-28 增强型绝缘栅型场效应管的结构和图形符号

如果以 N 型硅作为衬底, 可制成 P 沟道增强型绝缘栅型场效应管。图形符号分别如图 1-28 (b) 和 (c) 所示。

2) N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的工作原理

在图 1-28 (a) 中, 如果将栅、源极短路, 漏、源之间是两个背靠背串联的 PN 结, 无论漏、源极间加的电压极性如何, 总会有一个 PN 结被反向偏置, 漏、源极间将无电流。如果在栅、源极间加一个正电源 U_{GG} , 并将衬底与源极相连, 如图 1-29 所示, 则在二氧化硅绝缘层中产生一个垂直于 P 型衬底表面的由栅极指向衬底的电场, 该电场排斥衬底中的正



项目1 直流稳压电源的制作与调试

电荷（空穴），吸引负电荷（电子）。当正向电压增大到一定值时，在衬底中靠近绝缘层的表面感应相当一部分电子，形成一层 N 型薄层，称为反型层。这个反型层将两个 N⁺区连通，在漏、源极之间形成一个 N 型导电沟道。若此时加上漏源电压 U_{DS} ，就会产生电流 I_D 。开始形成导电沟道的电压 U_{GS} 称为开启电压，用 $U_{GS(th)}$ 表示。

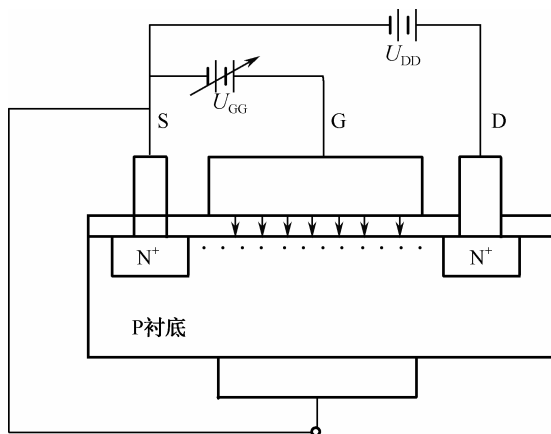


图 1-29 N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的工作原理

3) N 沟道增强型绝缘栅型场效应管特性曲线

(1) 转移特性曲线

N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的转移特性曲线如图 1-30 (a) 所示。当 $U_{GS} < U_{GS(th)}$ 时， $I_D = 0$ ；当 $U_{GS} \geq U_{GS(th)}$ 时，导电沟道形成，并且 I_D 随 U_{GS} 的增大而增大。

I_D 与 U_{GS} 之间的关系可用下式近似：

$$I_D = I_{DO} \left(\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

式中 I_{DO} 为 $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时的 I_D 值。

(2) 输出特性曲线

N 沟道增强型绝缘栅型场效应管的输出特性曲线如图 1-30 (b) 所示，与结型场效应管的情况类似。

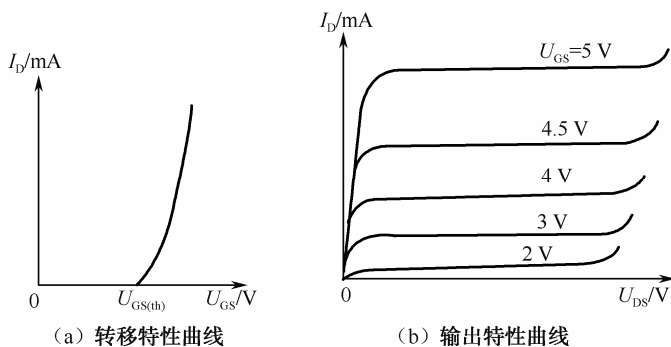


图 1-30 N 沟道增强型绝缘栅型场效应管伏安特性曲线



2. N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管

N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管的结构和增强型基本相同，只是在制作这种管子时，预先在二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子。这样，即使在 $U_{GS}=0$ 时，由于正离子的作用，也能在 P 型衬底表面形成感生沟道，将源区和漏区连接起来，如图 1-31 所示。当漏、源极之间加上正电压 U_{DS} 时，就会有较大的漏极电流 I_D 。如果 U_{GS} 为负，介质中的电场被削弱，使 N 型沟道中感应的负电荷减少，沟道变薄（电阻增大），因而 I_D 减小。这同结型场效应管相似，故称为“耗尽型”。所不同的是，N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管可在 $U_{GS}>0$ 的情况下工作，此时在 N 型沟道中感应出更多的负电荷，使 I_D 更大。无论栅源电压为正还是为负，都能起控制 I_D 大小的作用，而又基本无栅流，这是这种管子的一个重要特点。

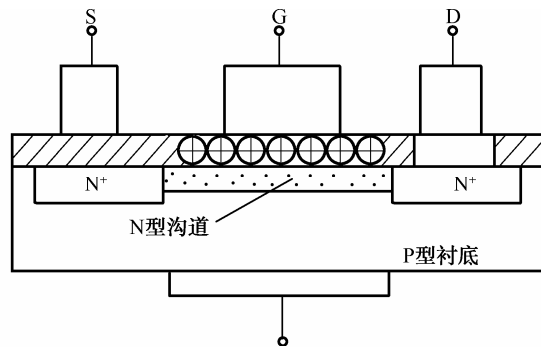


图 1-31 N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管结构示意图

耗尽型绝缘栅型场效应管的图形符号如图 1-32 所示，图 1-32 (a) 为 N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管的图形符号，图 1-32 (b) 为 P 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管的图形符号。二者的区别只是衬底 U 的箭头方向不同。N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管的特性曲线如图 1-33 所示。

3. 主要参数

MOS 管的主要参数与结型场效应管基本相同，只是 MOS 管有增强型和耗尽型的区别，耗尽型以夹断电压 $U_{GS(off)}$ 为参数，而增强型以开启电压 $U_{GS(th)}$ 为参数。

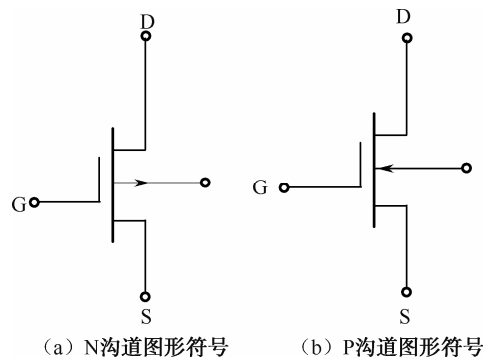


图 1-32 耗尽型绝缘栅型场效应管符号

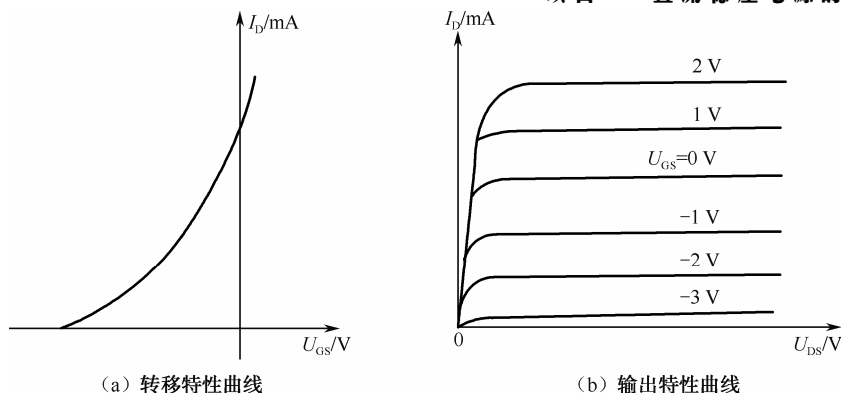


图 1-33 N 沟道耗尽型绝缘栅型场效应管特性曲线

实验1 常用仪器的使用

在模拟电子技术课程实验中,经常使用的电子仪器有示波器、函数信号发生器、直流稳压电源、交流毫伏表等。它们和万用表一起,可以完成对模拟电子电路静态和动态工作情况的测试。

1. 仪器介绍

1) 示波器

示波器是一种用途很广的电子测量仪器,它既能直接显示电信号的波形,又能对电信号进行各种参数的测量。

(1) 寻找扫描光迹:将示波器 Y 轴显示方式置“ Y_1 ”或“ Y_2 ”,输入耦合方式置“GND”,开机预热后,若在显示屏上不出现光点和扫描基线,可按下列操作寻找扫描线:

① 适当调节亮度旋钮;

② 触发方式开关置“自动”;

③ 适当调节垂直(\updownarrow)、水平(\rightleftarrows)、“位移”旋钮,使扫描光迹位于屏幕中央。(若示波器设有“寻迹”按键,可按下“寻迹”按键,判断光迹偏移基线的方向。)

(2) 双踪示波器一般有五种显示方式,即“ Y_1 ”、“ Y_2 ”、“ Y_1+Y_2 ”三种单踪显示方式和“交替”“断续”显示,一般适宜在输入信号频率较低时使用。

(3) 为了显示稳定的被测信号波形,“触发源选择”开关一般选为“内”触发,使扫描触发信号取自示波器内部的 Y 通道。

(4) 触发方式开关通常先置于“自动”,调出波形后,若被显示的波形不稳定,可置触发方式开关于“常态”,通过调节“触发电平”旋钮找到合适的触发电压,使被测试的波形稳定地显示在示波器屏幕上。

有时,由于选择了较慢的扫描速率,显示屏上将会出现闪烁的光迹,但被测信号的波形不在 X 轴方向左右移动,这样的现象仍属于稳定显示。

(5) 适当调节“扫描速率”开关及“ Y 轴灵敏度”开关,使屏幕上显示一两个周期的被测信号波形。在测量幅值时,应注意将“ Y 轴灵敏度微调”旋钮置于“校准”位置,即顺时针旋到底,且听到关的声音。在测量周期时,应注意将“ X 轴扫速微调”旋钮置于“校准”



位置，即顺时针旋到底，且听到关的声音。还要注意“扩展”旋钮的位置。

根据被测波形在屏幕坐标刻度上垂直方向所占的格数（div 或 cm）与“Y 轴灵敏度”开关指示值（v/div）的乘积，即可算得信号幅值的实测值。

根据被测信号波形一个周期在屏幕坐标刻度水平方向所占的格数（div 或 cm）与“扫速”开关指示值（t/div）的乘积，即可算得信号频率的实测值。

2) 交流毫伏表

交流毫伏表只能在其工作频率范围之内用来测量正弦交流电压的有效值。为了防止因过载而损坏，测量前一般先把量程开关置于量程较大的位置上，然后在测量中逐挡减小量程。

3) XD-2 低频信号发生器

信号发生器是用来产生正弦波信号或脉冲信号的电子仪器，根据信号频率的不同，分为高频信号发生器和低频信号发生器；根据信号波形的不同，分为正弦波信号发生器和脉冲信号发生器。现在已有能产生多种波形的信号发生器。

XD-2 型低频信号发生器是一种正弦波信号发生器，其主要技术指标见表 1-2。

表 1-2 XD-2 型低频信号发生器的主要技术指标

项 目	技 术 指 标
频率范围	1 Hz~1 MHz 以 10 倍频关系分 6 个频段连续可调
频率误差	$\leq 1\%$
输出电压幅度	$\geq 5\%$
输出衰减	0~90 dB 范围内按 10 dB 分挡，误差小于等于 1 dB
非线性失真	在 20 Hz~20 kHz 内小于等于 0.1%

XD-2 型低频信号发生器的使用方法如下。

- (1) 预热：开机前要把各个输出旋钮逆时针旋至最小，开机预热 30 分钟后使用。
- (2) 选择输出波形：根据要输出的波形，将相应的开关键按下。
- (3) 频率调节：根据所需要的频率先选择合适的频率波段开关，将其按下，再将“粗调”和“细调”旋钮仔细调节到所需要的频率。
- (4) 幅度调节：正弦波的幅度调节是旋动“输出衰减”旋钮来实现的。正弦波衰减分 0、10、20、30、40、50、60、70、80、90 dB 十级。

2. 实验内容

1) 实验目的

- (1) 熟练掌握示波器的使用方法，能用示波器观察信号波形。
- (2) 熟练掌握低频信号发生器的使用方法，能用其输出频率和幅值一定的信号，会调节信号频率和幅值大小。
- (3) 熟练掌握交流毫伏表的使用方法，能用其测试未知信号的电压，熟悉其测量范围及使用注意事项。



2) 实验设备

- (1) 函数信号发生器 1 台;
- (2) 双踪示波器 1 台;
- (3) 交流毫伏表 1 台。

3) 实验内容及步骤

(1) 将示波器调整到正常使用状态。将示波器的显示方式开关置于“单踪”显示 (Y_1 或 Y_2)，输入耦合方式开关置于“GND”，触发方式开关置于“自动”。开启电源开关后，调节“辉度”、“聚焦”、“辅助聚焦”等旋钮，使荧光屏上显示一条细且亮度适中的扫描基线。然后调节“X 轴位移”(\rightleftarrows)旋钮和“Y 轴位移”(\updownarrow)旋钮，使扫描线位于屏幕中央，并且能上下左右移动。

(2) 产生一定频率的正弦信号。调节函数信号发生器有关旋钮，使输出频率分别为 100 Hz、1 kHz、10 kHz、100 kHz，一定有效值的正弦波信号。

(3) 用示波器观察信号波形。改变示波器“扫速”开关及“Y 轴灵敏度”开关等的位置，显示两三个完整的正弦波，用示波器观察信号波形。

(4) 用交流毫伏表测量信号参数

改变交流毫伏表的量程，测量信号源输出电压值，记入表 1-3。

表 1-3 测量信号源输出电压

信号电压频率	毫伏表读数 (V)	示波器测量值	信号波形
100 Hz			
1 kHz			
10 kHz			
100 kHz			

4) 实验报告要求

(1) 整理实验数据。

(2) 交流毫伏表用来测量正弦波电压还是非正弦波电压？它的表头指示值是被测信号的什么数值？它是否可以用来测量直流电压的大小？

1.5 直流稳压电源电路

在各种电子设备、自动控制系统、电子计算机当中，都需要使用直流电，获得直流电最为实用的方法是将电网提供的交流电变为直流电。通常一个小功率直流电源由电源变压



器、整流电路、滤波电路、稳压电路四部分组成,其组成框图如图 1-34 所示,其中电源变压器的工作原理在《电工基础》中已介绍过,这里不再重复,下面对其余部分的电路组成及工作原理分别进行介绍。

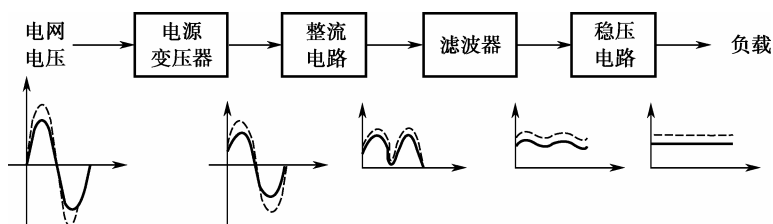


图 1-34 直流电源的组成方框图

1.5.1 单相整流电路

整流就是利用二极管的单向导电特性把交流电变成直流电。单相整流电路按照电路的构成可分为单相半波、单相全波、单相桥式和倍压整流电路等类型,下面重点介绍单相半波整流电路、单相桥式整流电路。

1. 单相半波整流电路

1) 单相半波整流电路的构成

单相半波整流电路如图 1-35 所示。它由整流二极管 VD 及负载电阻 R_L 组成。其中 u_1 、 u_2 分别表示变压器的一次侧和二次侧交流电压。

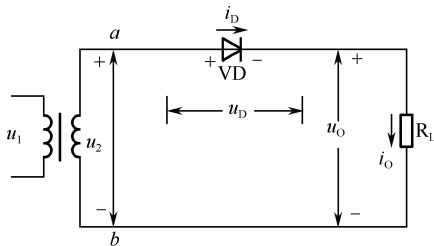


图 1-35 单相半波整流电路

2) 单相半波整流电路的工作原理

设变压器的二次侧电压为 $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \text{V}$, 其中, U_2 为变压器副边电压有效值。为了分析方便, 可认为变压器和二极管是理想器件, 即变压器的输出电压稳定, 二极管的正向导通压降可忽略不计。

由于二极管 VD 的单向导电性, 在 u_2 的正半周, 即 $0 \sim \pi$ 时间内, 变压器二次侧电压极性是上正下负, 即 a 点的电位高于 b 点的电位, 二极管因承受正向电压而导通。此时负载电阻 R_L 上通过的电流为 $i_o = i_D$, 负载两端的电压为 $u_o = u_2$, 输出波形与 u_2 相同。

在 u_2 的负半周, 即 $\pi \sim 2\pi$ 时间内, 变压器二次侧电压极性是上负下正, 即 a 点的电位低于 b 点, 二极管因承受反向电压而截止。此时负载电阻 R_L 上没有电流流过, 因此没有电压, 即 $u_o = 0$, 整个周期内负载电阻 R_L 上只有半个周期有电压输出。单相半波整流电路电压、电流的波形如图 1-36 所示。



3) 电路参数估算

(1) 输出电压平均值 U_O 。在图 1-36 所示的电路波形中, 负载上得到的整流电压是单方向脉动的电压, 所以其输出电压平均值 U_O 为:

$$U_O = 0.45 U_2 \quad (1-7)$$

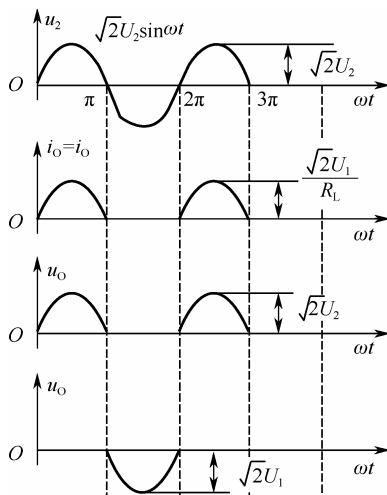


图 1-36 单相半波整流电路电压、电流的波形

(2) 输出电流平均值 I_O 为:

$$I_O = U_O / R_L \quad (1-8)$$

(3) 二极管的平均电流 I_D 。流经二极管的电流等于负载电流, 平均电流 I_D 为:

$$I_D = I_O = \frac{U_O}{R_L} = 0.45 \frac{U_2}{R_L} \quad (1-9)$$

(4) 二极管最大反向电压 U_{RM} 。在二极管不导通期间, 其承受的最高反向电压值 U_{RM} 就是变压器二次侧电压 U_2 的最大值, 即:

$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2 \quad (1-10)$$

由上述分析可知, 单相半波整流电路虽然结构简单, 使用元件少, 但变压器利用率和整流效率低, 输出电压脉动大, 因此, 单相半波整流电路只适用于小电流且对直流电源要求不高的场合。

2. 单相桥式整流电路

1) 单相桥式整流电路的构成

单相桥式整流电路由四个二极管组成, 其结构如图 1-37 (a) 所示, 图 1-37 (b) 为其简化画法。

2) 单相桥式整流电路的工作原理

当 u_2 为正半周时, 二极管 VD_1 和 VD_3 导通, 二极管 VD_2 和 VD_4 截止, 负载 R_L 上的电流自上而下流过负载, 负载上得到了与 u_2 正半周相同的电压。当 u_2 为负半周时, u_2 的实际极性是下正上负, 二极管 VD_2 和 VD_4 导通而 VD_1 和 VD_3 截止, 负载 R_L 上的电流仍自上而下流过负载, 其电路工作波形如图 1-38 所示。

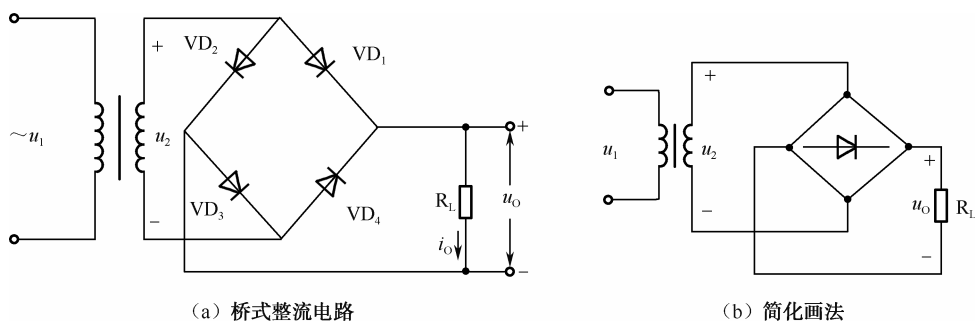


图 1-37 单相桥式整流电路

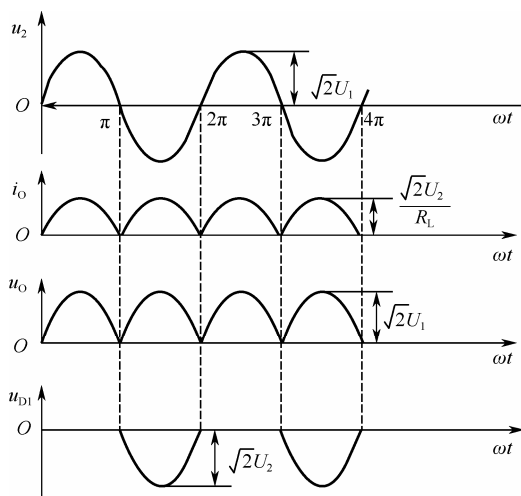


图 1-38 桥式整流电路电压、电流的波形

3) 电路参数估算

(1) 输出电压平均值 U_O 。

由以上分析可知，桥式整流电路的整流电压平均值 U_O 比半波整流时增加一倍，即：

$$U_O = 2 \times 0.45U_2 = 0.9U_2 \quad (1-11)$$

(2) 输出电流平均值 I_O ：

$$I_O = \frac{U_O}{R_L} = 0.9 \frac{U_2}{R_L} \quad (1-12)$$

(3) 二极管的平均电流 I_D 。

每两个二极管串联轮换导通半个周期，因此，每个二极管中流过的平均电流只有负载电流的一半，即：

$$I_D = \frac{1}{2} I_O \quad (1-13)$$

(4) 二极管最大反向电压 U_{RM} 为：

$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2 \quad (1-14)$$

在单相桥式整流电路中用了四只二极管，但小功率二极管体积小、价格低廉，因此该电路得到了广泛应用。



实例 1-1 有一单相桥式整流电路, 要求输出电压 $U_O=110\text{ V}$, $R_L=80\ \Omega$, 试问:

(1) 变压器二次侧电压有效值 $U_2=?$

(2) 如何选用整流二极管?

解: (1) $U_2 = \frac{U_O}{0.9} = 122\text{ V}$

(2) $I_O = \frac{U_O}{R_L} = \frac{110}{80} = 1.4\text{ A}$

$I_D = \frac{1}{2} I_O = \frac{1}{2} \times 1.4 = 0.7\text{ A}$

$U_{RM} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \times 122\text{ V} = 172\text{ V}$

由此可选 2CZ55D 二极管, 其最大整流电流为 1 A, 最大反向电压为 200 V。

3. 倍压整流电路

利用倍压整流电路可以得到比输入交流电压高很多倍的输出直流电压。图 1-39 所示为多倍压整流电路。设电源变压器二次侧电压有效值为 U_2 , 电容器初始电压为零。

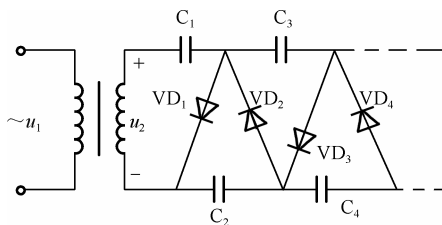


图 1-39 多倍压整流电路

当 U_2 为正半周时, 二极管 VD_1 正向偏置导通, U_2 通过 VD_1 向电容器 C_1 充电, 在理想情况下, 充电至 $U_{C1} \approx \sqrt{2} U_2$ 。

当 U_2 为负半周时, VD_1 反偏截止, VD_2 正偏导通, 电容器 C_2 充电, 最高可充到 $U_{C2} \approx 2\sqrt{2} U_2$ 。

当 U_2 再次为正半周时, 二极管 VD_1 、 VD_2 反偏截止, VD_3 正向偏置导通, 电容器 C_3 充电, 最高可充到 $U_{C3} \approx 2\sqrt{2} U_2$ 。依此类推, 使每个电容器两端的电压都近似为 $2\sqrt{2} U_2$, (电容器 C_1 除外), 因此只要将负载接至有关电容组的两端, 就可以得到相应的多倍压的输出直流电压。

1.5.2 滤波电路

经过整流后, 输出电压是一个单方向脉动电压, 虽然是直流, 但输出电压波形仍然保持输入正弦波的波形, 脉动电压中含有交流成分。这种电压如果用于电子设备, 由于脉动电压中含有交流成分, 将对电子设备的工作产生严重的干扰 (如音响设备出现交流噪声, 电视机图像产生扭曲等)。为了得到平滑的直流电压波形, 需在整流后再加入滤波电路, 以改善输出电压的脉动性。常用的滤波电路有电容滤波、电感滤波、LC 滤波和 π 形滤波等。



1. 电容滤波电路

1) 电容滤波电路的构成

单相桥式整流电容滤波电路如图 1-40 (a) 所示, 其滤波电容与负载并联。

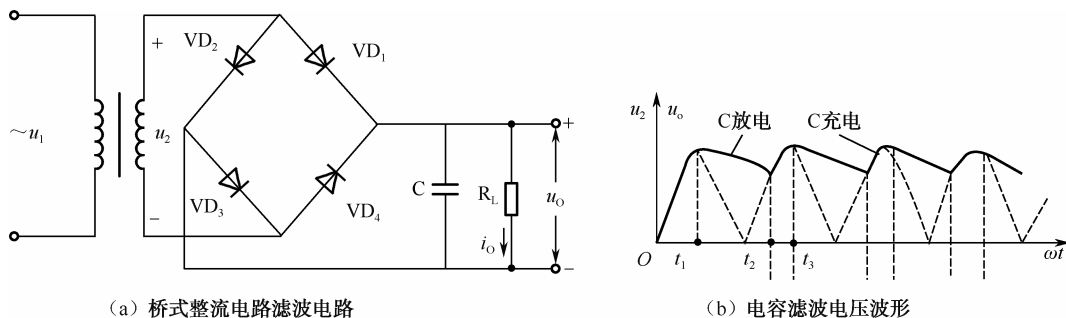


图 1-40 桥式整流、电容滤波电路及波形

2) 电路工作原理

当输入电压高于电容器电压时, 二极管导通, 电容器迅速充电, 电压上升, 很快达到 u_2 的最大值, 同时向负载供电; 当输入电压低于电容器电压时, 二极管截止, 电容通过负载电阻放电, 同时向负载供电, 随着放电的进行, 电容器两端的电压呈指数规律逐渐降低。当输入电压再次高于电容两端电压时, 二极管导通, 重复前面的过程。电容滤波电路输出电压波形如图 1-40 (b) 所示。

3) 负载上直流电压估算与滤波电容器 C 的选择

单相桥式整流电容滤波电路输出电压平均值 U_O 可按式估算, 即:

$$U_O = 1.2 U_2 \quad (1-15)$$

滤波电容 C 的大小取决于放电回路的时间常数。时间常数 $R_L C$ 越大, 输出电压的脉动就越小。在实际应用中, 为了保证输出电压平滑, 使脉动成分减小, 电容器 C 的容量选择应满足:

$$R_L C \geq (3 \sim 5) T / 2$$

式中, T 为交流电的周期。

4) 电路的特点

电容滤波电路结构简单, 缺点是负载电流不能过大, 否则会影响滤波效果, 所以电容滤波适用于负载变动不大、电流较小的场合。另外, 由于输出直流电压较高, 整流二极管截止时间长, 导通角小, 故整流二极管冲击电流较大, 所以要注意选整流电流 I_F 较大的二极管。

2. 电感滤波电路

在整流电路和负载 R_L 之间串联一个电感器 L , 就构成了一个简单的电感滤波电路, 如图 1-41 所示。

1) 电感滤波电路的工作原理

由于通过电感器的电流不能突变, 用一个大电感与负载串联, 流过负载的电流也就不



项目1 直流稳压电源的制作与调试

能突变，电流平滑，输出电压的波形也就平稳了。其实质是因为电感器对交流呈现很大的阻抗，频率越高，感抗越大，则交流成分绝大部分降到了电感器上，若忽略导线电阻，电感器对直流没有压降，即直流均落在负载上，达到了滤波目的。

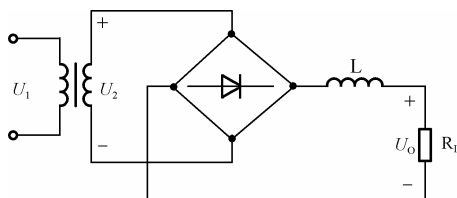


图 1-41 电感滤波电路

2) 输出电压平均值 U_O

输出电压平均值一般小于全波整流电路输出电压的平均值，如果忽略电感线圈的电阻，则：

$$U_O \approx 0.9U_2 \quad (1-16)$$

虽然电感滤波电路对整流二极管没有电流冲击，但为了使 L 值大，多用铁芯电感器，所以体积大、笨重，且输出电压的平均值 U_O 较小。

3. LC 滤波

采用单一的电容器或电感器滤波时，电路虽然简单，但滤波效果欠佳。为了进一步减少输出电压的脉动成分，可将前两种滤波结合起来，即组成 LC 滤波电路，最简单的 LC 滤波电路如图 1-42 所示。

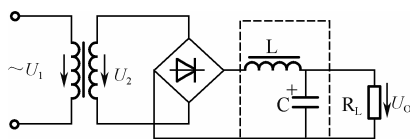


图 1-42 LC 滤波电路

整流输出电压中的交流成分绝大部分落在电感器上，电容器 C 又对交流接近于短路，故输出电压中交流成分很少，几乎是一个平滑的直流电压。由于整流后先经电感器 L 滤波，总特性与电感滤波电路相近，故称为电感型 LC 滤波电路，若将电容器 C 平移到电感器 L 之前，则为电容型 LC 滤波电路。

与电容滤波电路相比，LC 滤波电路的优点是：外特性比较好，输出电压对负载影响小，电感元件限制了电流的脉动峰值，减小了对整流二极管的冲击。它主要适用于电流较大，要求电压脉动较小的场合。

LC 滤波电路的直流输出电压和电感滤波电路一样， $U_O \approx 0.9U_2$ 。

4. Π 形滤波

为了进一步减少输出的脉动成分，可在 LC 滤波电路的输入端再加一只滤波电容器，这就组成了 LC- Π 形滤波电路，如图 1-43 所示。

整流输出电压先经电容器 C_1 ，滤除了交流成分后，再经电感器 L 上滤波电容器 C_2 上的



交流成分极少，因此输出电路几乎是平直的直流电压，波形更加平滑。适当选择电路参数，同样可以使 $U_O = 1.2U_2$ 。

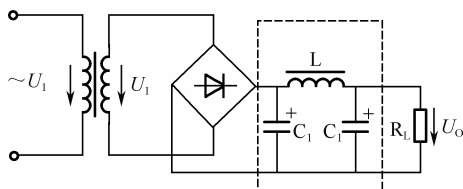


图 1-43 LC-Π形滤波电路

1.5.3 稳压电路

1. 稳压电路的主要性能指标

稳压电路有两类技术指标：特性指标和技术指标。特性指标是说明稳压电路工作特征参数，如输出电压及输出电流、电压的适用范围等。技术指标是用来衡量稳压电路性能优劣的参数，主要有稳压系数、内阻、温度系数等。

1) 稳压系数 S_r

它是指在负载电流及环境保持不变的前提下，稳压电路输出电压的相对变化量与输入电压相对变量之比，即：

$$S_r = \frac{\Delta U_O / U_O}{\Delta U_I / U_I} \bigg|_{\Delta I_L = 0, \Delta T = 0}$$

式中， U_I 为稳压电路输入直流电压； U_O 为稳压电路输出直流电压。

S_r 越小，输出电压的稳定性越好。

2) 输出电阻 r_O

它是指当输入电压和环境温度保持不变时，输出电压变化量与输出电流变化量之比，即：

$$r_O = \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \bigg|_{\Delta U_I = 0, \Delta T = 0}$$

r_O 越小，输出电压的稳定性越好，带负载能力越强。

2. 硅稳压管稳压电路

整流滤波后得到的直流输出电压往往会随电网的波动及负载的变化而变化，为了获得稳定的直流输出电压，必须加一级稳压电路，常用的稳压电路有并联型稳压电路、串联型稳压电路、集成稳压电路及开关型稳压电路，本节先介绍比较简单的硅稳压管稳压电路。

1) 电路组成及工作原理

由硅稳压管组成的稳压电路如图 1-44 所示，因为稳压管 U_Z 与负载电阻 R_L 并联，所以又称为并联型稳压电路。

由稳压管的工作特性知：当流过稳压管的反向电流在其允许的工作范围之内，其两端的电压变化量很小，即管子两端的电压基本稳定。因此在图 1-44 所示电路中，在负载电阻 R_L 不变的前提下，当电网电压上升引起 U_I 增大时，输出电压 U_O 随之升高，由图 1-45 可以



项目1 直流稳压电源的制作与调试

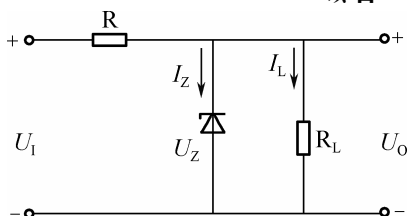


图 1-44 硅稳压管稳压电路

看出，稳压管两端电压的微小增加量会引起电流 I_Z 的急剧增加，而电流 $I_R = I_Z + I_L$ 也将增大。使限流电阻 R 上的压降增大，抵消了 U_O 的升高，即输入电压的增加量基本上落在电阻器 R 上，使输出电压基本保持不变；在输入电压 U_I 不变的前提下，当负载电阻减小时，电流 I_L 将增大， $I_R = I_Z + I_L$ 增大， U_R 增大。输出电压 U_O 将下降，电流 I_Z 将下降很多，使 I_R 基本不变，因此输出电压 U_O 也基本保持不变。

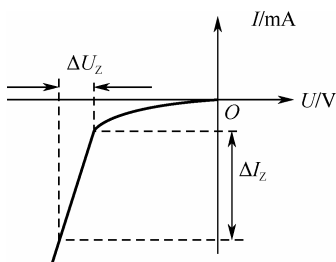


图 1-45 稳压管的伏安特性曲线

2) 限流电阻的选择

从上述分析过程可以看到，稳压管能起稳定电压的作用，必须有合适的限流电阻与之配合，在电网电压和负载都可能变化的情况下，选择好限流电阻 R 是非常重要的。如果 R 选得太大，当电网电压较低且 I_L 较大时， I_Z 值将小于最小工作电流，而失去稳压作用；如果 R 选得太小，则当 R_L 很大或开路时电流 I_R 会全部流入稳压管，可能会超过其允许的最大值，因此在选择电阻 R 时要避免出现上述两种不利情况。

设稳压管工作电流的允许范围是 $I_{Zmin} \sim I_{Zmax}$ 。由于电网电压波动，输入电压变化范围是 $U_{Imin} \sim U_{Imax}$ ，负载电流变化范围是 $I_{Lmin} \sim I_{Lmax}$ ，由电路 1-46 可知 $I_Z = \frac{U_I - U_{DZ}}{R} - I_L$ ，为避免上述两种不利情况， R 取值应满足：

$$\frac{U_{Imax} - U_{DZ}}{I_{Zmax} + I_{Lmin}} \leq R \leq \frac{U_{Imin} - U_{DZ}}{I_{Zmin} + I_{Lmax}} \quad (1-17)$$

实例 1-2 有一稳压管稳压电路如图 1-46 所示。稳压管为 2CW60， $U_Z = 12\text{ V}$ ， $I_{Zmin} = 5\text{ mA}$ ， $I_{Zmax} = 19\text{ mA}$ ， $U_I = 20\text{ V}$ ，波动范围 $\pm 10\%$ ， $R_{Lmin} = 2\text{ k}\Omega$ ， $R_{Lmax} = 6\text{ k}\Omega$ ，试选择限流电阻 R 。

解：

$$I_{Lmax} = \frac{U_Z}{R_{Lmin}} = \frac{12}{2} = 6\text{ (mA)}$$

$$I_{Lmin} = \frac{U_Z}{R_{Lmax}} = \frac{12}{6} = 2\text{ (mA)}$$



$$R > \frac{U_{L\max} - U_Z}{I_{Z\max} + I_{L\min}} = \frac{20(1+10\%) - 12}{19 + 2} = 476(\Omega)$$

$$R < \frac{U_{L\min} - U_Z}{I_{Z\min} + I_{L\max}} = \frac{20(1-10\%) - 12}{5 + 6} = 545(\Omega)$$

取 $R=510\Omega$ 。

硅稳压管稳压电路结构简单，设计制作容易，在输出电压不需要调节、负载电流比较小的情况下，稳压效果较好。但是由于输出电压由稳压管决定，不可以随意调节，所以在输出电压经常变化时使用不方便，另外，当电网电压和负载电流变化较大时，电路很难适应。为了改进上述电路的不足，可以采取串联型稳压电路。

3. 串联型稳压电路

1) 电路组成

串联型稳压电路如图 1-46 所示， R_Z 和 U_Z 构成基准环节，三极管 VT_2 组成放大环节。三极管 VT_1 为调整环节，电阻器 R_1 、 R_2 和 R_p 构成取样环节，因为电路中调整管 VT_1 与负载电阻器 R_L 串联，故称为串联型稳压电路。

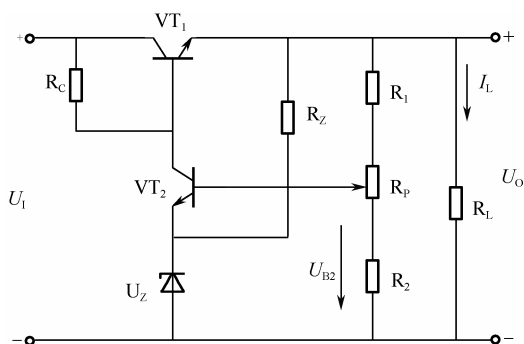


图 1-46 具有放大环节的串联型稳压电路

2) 工作原理

当负载电阻不变，输入电压 U_1 增大时，输出电压 U_O 有增加的趋势，通过取样电阻分压后 U_{B2} 将增加，引起 U_{BE2} 增加，由三极管的输入及输出特性曲线可知，当 U_{BE2} 增大时， I_{B2} 增大，使 I_{C2} 增大， U_{CE2} 降低，使 U_{BE1} 降低，进而使 I_{C1} 减小， U_{CE1} 增大，最后使 U_O 下降，保证 U_O 基本不变；相反，当输入电压减小时稳压原理相同。

当输入电压 U_1 不变，负载电阻增大（即 I_L 减小）时，输出电压 U_O 有增加的趋势，通过取样电阻分压， U_{B2} 将增加，引起 U_{BE2} 增加， I_{C2} 增大， U_{CE2} 降低，使 U_{BE1} 降低，进而使 I_{C1} 减小， U_{CE1} 增大，最后使 U_O 下降，保证 U_O 基本不变；相反，当负载电阻减小时稳压原理相同。

3) 输出电压计算

在图 1-46 所示的电路中，设其滑动端到下方的电阻为 R_{P1} ，滑动端到上方的电阻为 R_{P2} ，经分压之后，有：



项目1 直流稳压电源的制作与调试

$$U_{B2} = \frac{R_2 + R_{p1}}{R_1 + R_2 + R_p} U_O = U_{BE2} + U_Z$$

$$U_O = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_{p1}} (U_{BE2} + U_Z) \quad (1-18)$$

当滑动端滑到最下端时 U_O 最大, 则:

$$U_{Omax} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2} (U_{BE2} + U_Z) \quad (1-19)$$

当滑动端滑到最上端时 U_O 最小, 则:

$$U_{Omin} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_p} (U_{BE2} + U_Z) \quad (1-20)$$

4) 稳压电路 R 的保护电路

在串联型稳压电路中, 因为调整管与负载串联, 因此当过载特别是输出短路时, 调整管要承受全部的输入电压, 并通过很大的电流, 这样很容易造成调整管的损坏, 为此必须加过载保护电路。图 1-47 所示的电路为较常用的保护电路。图 1-47 (a) 中, 由检测电阻器 R 和三极管 VT_2 组成保护电路, 正常工作时调整管 VT_1 的发射极电流在额定值范围内, 电阻器 R 上压降小于三极管 VT_2 的发射极导通压降, VT_2 截止, 对电路的工作没有影响; 当稳压电路输出电流过大时, 电阻器 R 上的压降增大, 使 VT_2 导通, 将调整管 VT_1 的基极电流分走一部分, 使电流 I_{C1} 受到限制, 起到保护作用; 图 1-47 (b) 中, 由检测电阻器 R、三极管 VT_2 及电阻器 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 组成保护电路, 正常工作时, 电阻器 R 上的电压不足以使三极管 VT_2 导通, VT_2 截止, 对电路的工作没有影响; 当电流超过规定值之后 VT_2 导通, 调整管的基极电流减少, U_{CE} 增加, 使 U_O 减小, 同时引起 U_{R4} 减小, VT_2 进一步导通, 使 U_O 进一步减小, 这一正反馈过程使三极管 VT_1 很快截止, $U_O \approx 0$, 且输出电流近似为 0, 起到保护作用。

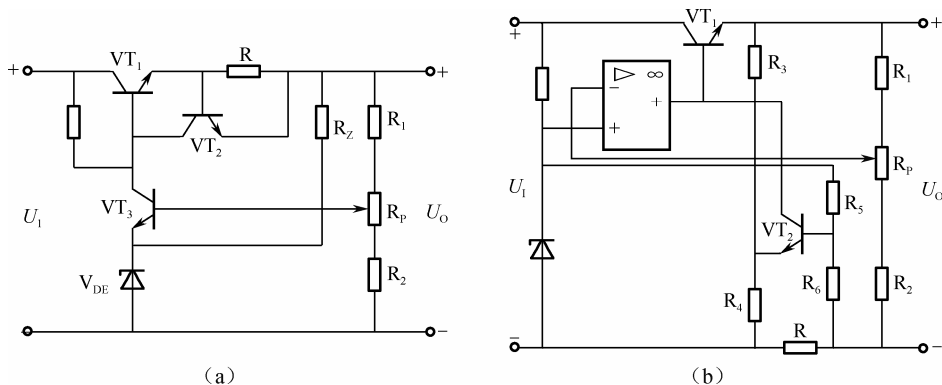


图 1-47 保护电路

4. 三端集成稳压电路

随着半导体工艺的发展, 稳压电路也制成了集成器件, 因为集成稳压电路体积小、性能稳定、使用调整方便, 因此应用日益广泛。集成稳压电路的类型很多, 按其输出电压是否可调分固定式和可调式; 按引出端子个数不同可分为三端稳压器和多端稳压器, 其中,



三端集成稳压器只有三个端子，使用简单方便，实际应用较为广泛。

1) 三端固定式集成稳压器

三端固定式指稳压电路有 3 个接线端子：输入端子、输出端子和接地端子，根据输出电压的正负不同分 W7800 系列和 W7900 系列，前者为正电压输出集成稳压器，后者为负电压输出集成稳压器，型号中最后两位数字表示输出电压值。例如，W7805 表示输出稳定电压为 5 V，W7912 表示输出稳定电压为 -12 V。78 系列和 79 系列稳压器引脚排列如图 1-48 所示。

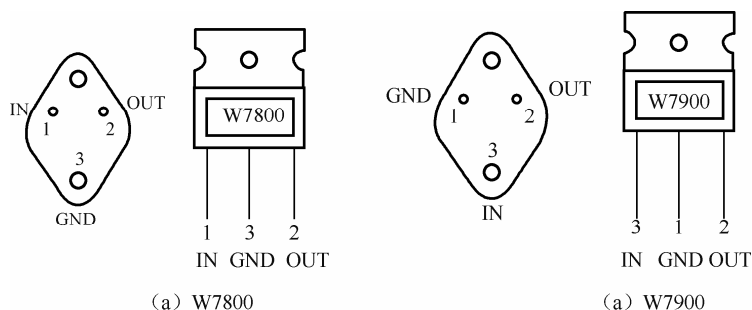


图 1-48 三端固定式集成稳压器

使用时要求输入电压比输出电压值至少大 2 V，但也不宜过大。利用三端固定式集成稳压器可获得固定输出电压或正负输出电压，如图 1-49 及图 1-50 所示。

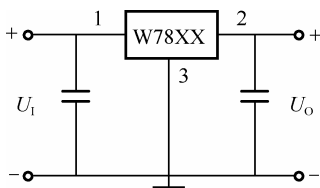


图 1-49 固定输出电压

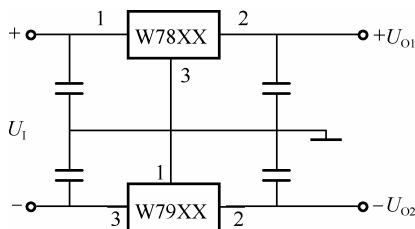


图 1-50 输出正负电压

2) 三端可调式集成稳压器

三端可调式集成稳压器，按输出电压的极性分为正电压输出的 W317 (W217、W117) 和负电压输出的 W337 (W237、W137) 两大类，按输出电流大小可分为 L 形和 M 形等，其型号意义如图 1-51 所示，其引脚排列如图 1-52 所示。



项目1 直流稳压电源的制作与调试

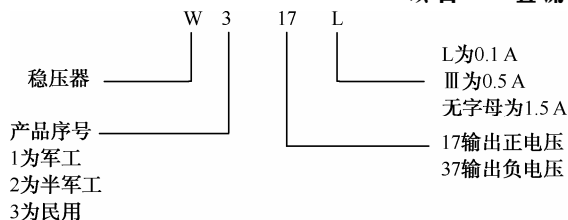


图 1-51 可调式集成稳压器型号与意义

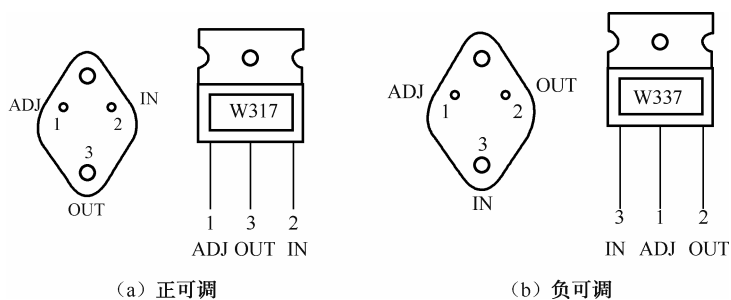


图 1-52 三端可调式集成稳压器

三端可调式集成稳压器的输出电压在 $1.25 \sim 37 \text{ V}$ 之间，可连续调整，输出电流可达 1.5 A ，输出端和调整端之间的电压 $U_{\text{REF}}=1.25 \text{ V}$ ，为基准电压，从调整端流出的电流 $I_A=50 \mu\text{A}$ ，由三端可调式集成稳压器组成的基本应用电路如图 1-53 所示。

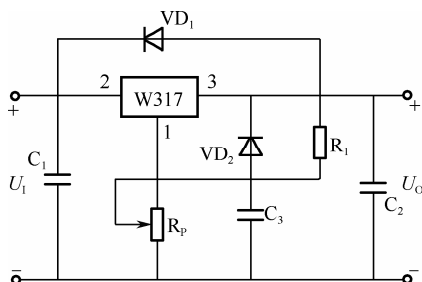


图 1-53 可调式集成稳压器基本应用电路

电路中， I_{R1} 的大小通常在 $5 \sim 10 \text{ mA}$ ，为保证稳压器在空载时也能正常工作， R_1 的取值通常在 $120 \sim 240 \Omega$ 之间，由电路可以得出输出电压 U_O 的关系式：

$$U_O = \left(1 + \frac{R_p}{R_1} \right) U_{\text{REF}} + I_A R_p \quad (1-21)$$

因为 $I_A=50 \mu\text{A}$ ，较小且稳定，所以：

$$U_O \approx \left(1 + \frac{R_p}{R_1} \right) U_{\text{REF}} \quad (1-22)$$

实验2 单相桥式整流电容滤波电路测试

1. 实验目的

(1) 掌握单相桥式整流、电容滤波电路的组成及工作原理；



- (2) 能用实际元件连接单相桥式整流、电容滤波电路；
- (3) 能用示波器观察整流、滤波之后输出信号的波形；
- (4) 能用电压表测量整流、滤波之后输出的电压值。

2. 实验仪器及设备

- (1) 可调工频电源 1 台；
- (2) 双踪示波器 1 台；
- (3) 直流电压表 1 块；
- (4) 滑线变阻器 $200\ \Omega/1\text{A}$ 1 个；
- (5) 晶体二极管 1N4007 $\times 4$ ；
- (6) 电阻器、电容器若干。

3. 实验内容

(1) 单相桥式整流电路测试。取工频电源电压 16 V 作为整流电路输入电压 u_2 ，取 $R_L=240\ \Omega$ ，按图 1-54 所示电路，在实验台上连接好桥式整流电路，用示波器观察输出信号的波形，测量输出电压 U_O 的值，并将结果填入表 1-4 中。

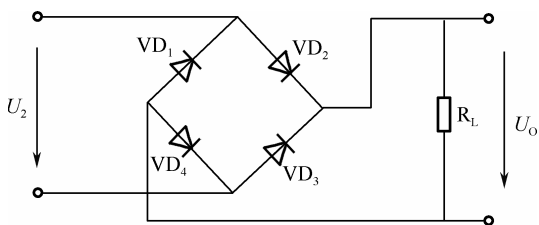


图 1-54 单相桥式整流电路

(2) 桥式整流电容滤波电路测试。取工频电源电压 16 V 作为整流电路输入电压 u_2 ，取 $R_L=240\ \Omega$ ， $C=470\ \mu\text{F}$ ，按图 1-55 所示电路，在实验台上连接好桥式整流电容滤波电路，用示波器观察输出信号的波形，测量输出电路 U_O 的值，并填入表 1-4 中。

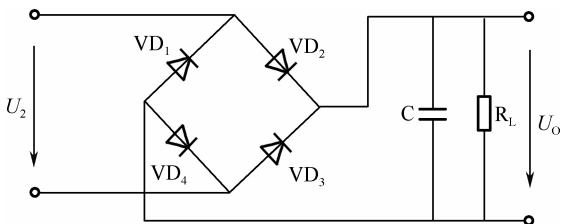


图 1-55 单相桥式整流电容滤波电路

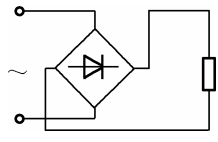
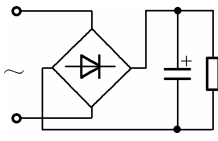
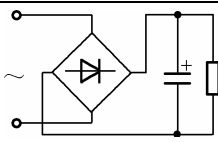
(3) 在图 1-55 中，取电阻 $R_L=120\ \Omega$ ， $C=470\ \mu\text{F}$ ，用示波器观察输出信号的波形，测量输出电路 U_O 的值，并填入表 1-4 中。

(4) 整流滤波电路测试实验注意事项。

- ① 每次改接电路时，必须切断工频电源。
- ② 在观察输出电压 u_O 波形的过程中，“Y 轴灵敏度”旋钮位置调好以后，不要再变动，否则将无法比较各波形的脉动情况。



表 1-4 单相桥式整流电容滤波电路测试 ($U_2=16V$)

电路形式	U_O (V)	U_O/U_L	U_O 波形
 $R_L=240\ \Omega$			
 $R_L=240\ \Omega$			
 $R_L=120\ \Omega$			

4. 实验报告

- (1) 整理实验数据，总结桥式整流、电容滤波电路的特点。
- (2) 分析讨论实验中测量数据与理论计算数据出现误差的主要原因。

项目实施

1. 实施目的

- (1) 掌握常用电子元器件（二极管、三极管、稳压管、电阻器、电容器、电位器等）的检测方法；
- (2) 能运用所学知识分析电路工作原理；
- (3) 了解小型电子电路装配工艺流程；
- (4) 熟悉电路板装配工艺要求，电子电路调试、测试方法；
- (5) 能分析排查电路常见故障，具有一定的团队合作意识、安全意识、环保意识。

2. 所需工具、仪器与元器件

1) 工具与仪器

- (1) 示波器；
- (2) 万用表；
- (3) 常用电子组装工具一套（电烙铁、尖嘴钳等）。

2) 元件

在本项目实施中用到的元件如表 1-5 所示。



表 1-5 元器件明细表

标号	名 称	规 格	标号	名 称	规 格
R ₁	电阻器	1 kΩ	VT ₁	三极管	3DD01
R ₂	电阻器	1 kΩ	VT ₂	三极管	3DG14A
R ₃	电阻器	300 Ω	VT ₃	三极管	3DG14A
R ₄	电阻器	500 Ω	V _Z	稳压管	2CW55 (6 V)
R _P	电位器	560 Ω	T	变压器	220/15
C ₁	电解电容器	1000 μF/25 V		电路板	
C ₂	电解电容器	10 μF/25 V		镀银铜丝	
C ₃	电解电容器	470 μF/25 V		焊料、助焊剂	
VD ₁	整流二极管	2CZ54B		电源线及插头	
VD ₂	整流二极管	2CZ54B		绝缘胶布	
VD ₃	整流二极管	2CZ54B		紧固件 M ₄ ×15 (8 套)	
VD ₄	整流二极管	2CZ54B			

3 . 电路工作原理分析

1) 直流稳压电源电路

直流稳压电源电路如图 1-56 所示，要求：

- (1) 输出电压 $U_O=8\sim 18\text{ V}$ ，连续可调；
- (2) 最大输出电流 $I_L=500\text{ mA}$ ；
- (3) 工作温度 $25^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$ ；
- (4) 电网电压波动 $\pm 10\%$ ，电路正常工作。

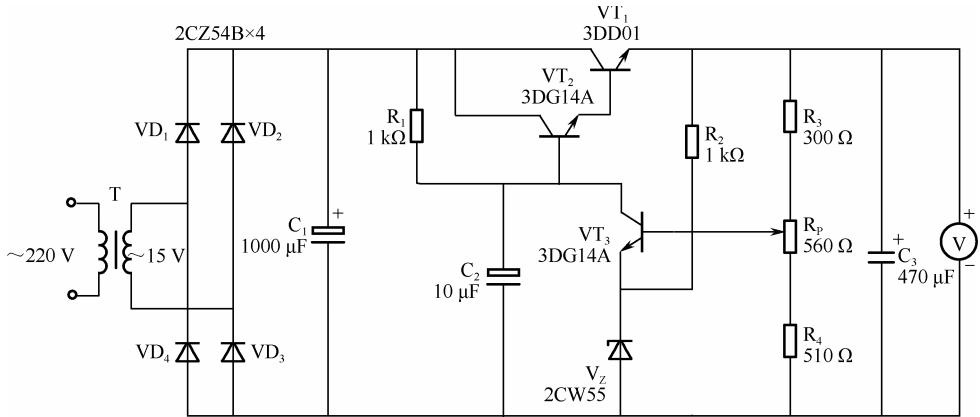


图 1-56 直流稳压电源电路

2) 电路工作原理

- (1) 降压电路。图 1-56 中 T 为降压变压器，将交流 220 V 电压变为交流 15 V 电压，使交流电压值与电路工作值接近，供给整流电路。
- (2) 整流电路。图 1-56 中 VD₁~VD₄ 为整流二极管，构成单相桥式整流电路，利用二

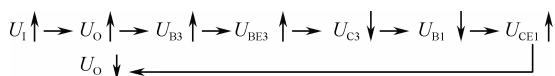


项目1 直流稳压电源的制作与调试

极管的单向导电性,实现全波整流。

(3) 滤波电路。图 1-56 中电容器 C_1 为滤波电容器。整流后的脉动直流电虽其方向不变,但大小仍随时间变化,利用滤波电路,可滤除脉动直流电压中的交流成分,使输出电压比较平滑。

(4) 稳压电路。图 1-56 中电容器 C_1 右侧的电路为稳压电路,采用串联式稳压电路,当输入电压 U_1 提高或负载变化时,电路能使输出电压稳定,其稳压过程如下:



4. 电路焊接工艺要求

1) 工艺流程

在本项目实施中,要遵循的工艺流程为:熟悉工艺要求→准备工作→绘制装备草图→核对元器件数量、规格、型号→元器件检测→元器件的预加工→焊接(连接)电路→调试、测试。

2) 工艺要求

(1) 电子元器件的标记和色码部位应朝上,色环电阻器的色环标志顺序方向一致;电阻器、二极管均采用水平安装方式,高度为元件体离板面 4 mm 左右。

(2) 电容器、三极管必须采用垂直安装方式,高度为低部离板面 3~7 mm 左右。

(3) 元器件间的距离不能小于 2 mm,引线间距离要大于 3 mm。

(4) 所有焊点均采用直角焊,焊接完成后剪去多余引脚,留头在焊面上 0.5~1 mm,且不能损伤焊接面。

(5) 保证焊接可靠,无漏焊、短路现象。

5. 实施过程

1) 准备工作

(1) 熟悉工艺要求。要认真阅读电路原理图和工艺要求。

(2) 绘制装配草图。按印制电路板实样 1:1 的比例,在图纸上绘制装配草图,由输入端开始向输出端逐步确定元件位置,每个安装孔只能插一个元器件引脚。

(3) 准备工作台。将工作台整理有序,准备好工作中需要的工具和物品。

(4) 清点元件。按表 1-5 所示的元件明细表核对元件数量和规格。

(5) 元器件检测包括以下 4 个方面。

① 电阻和电位器检测。

首先进行外观检查。对于固定电阻器首先检查标志是否清晰、保护漆是否完好,有无烧焦、伤痕、裂痕等现象,电阻体与引脚是否紧密接触等。对于电位器,应检查转轴是否灵活、松紧是否适当。

然后用万用表检测。

a. 固定电阻的检测。用万用表的电阻挡对电阻进行测量,测量不同阻值的电阻要选择不同的量程,使用指针式万用表时,应使表针指示于 $1/3 \sim 2/3$ 满量程位置,这样读数会更准确。若测量阻值超过该阻值的误差范围、阻值无限大、阻值为零或阻值不稳定,说明该



电阻器已损坏。

在测量时注意两个问题：一是测量时手不要与被测电阻器相接触，否则会使手所呈现的电阻与被测电阻并联，影响测量的准确性；二是不能在带电的情况下用万用表电阻挡对电路中的电阻进行测量。若需要测量，应先断电，再进行测量。

b. 可变电阻器和电位器的检测。首先测量两固定端之间的电阻值是否正常，若与标称值相差较大，超过误差范围，或阻值无限大、阻值为零，说明已损坏。若电阻值正常，再将万用表的一只表笔接电位器滑动端，另一只表笔接电位器的任一固定端，缓慢转动轴柄，观察万用表的指针是否平稳变化，当从一端旋转向另一端时，电阻值从零变化到标称值（或相反），并无跳变或抖动等到现象，说明电位器正常，若在旋转过程中有跳变或抖动现象，说明电位器的滑动点与电阻接触不良。

② 电容检测。

a. 用万用表测量电容器容量的大小和好坏。数字式万用表一般都具有测量电容器容量的功能。将表的功能开关置于相应的挡位，将被测电容器插入 C_X 插座内，就能测量电容器容量的大小，判断电容器的容量是否在其标称值和误差范围内。若测得的值与标称值相近并在误差范围内，说明电容器基本正常。

b. 可变电容器的检测。用手轻轻旋动转轴，应十分平滑，不应有时紧时松或卡滞的现象，将转轴向前、后、上、下、左、右等各个方向推动时，转轴不应有松动的现象。动片与转轴之间接触不良的可变电容器不能继续使用。

测量时将万用表置于 $R \times 10\text{ k}$ 挡，将两个表笔分别接可变电容器的动片和定片的引出端，将转轴缓慢转动几个来回，万用表的指针都应在无穷大的位置不动，在旋动过程中若指针有时为零或出现一定阻值，说明动片与定片之间存在短路点或存在漏电现象。

③ 二极管检测。

a. 普通二极管的检测。对于普通二极管，将万用表置于电阻挡，一般选用 $R \times 100$ 或 $R \times 1\text{ k}$ 挡，两表笔分别接触二极管的两个引脚，测出一个电阻值；交换表笔再测一个电阻值，对于一个正常的二极管，一次测得的阻值较大，另一次较小，对于指针式万用表，测得阻值较小的一次中，与黑表笔相接的电极二极管的正极，与红表笔相接的电极是负极（对于数字式万用表，结论相反）。如果两次测量的电阻都很小，说明二极管内部短路，如果两次测量的电阻都很大，说明二极管内部断路，这两种情况对应的二极管已损坏，不能使用。若两次测得的阻值相差不大，说明管子性能较差，也不能使用。

对于硅、锗二极管，可以做一个简单的电路，用一只 1.5 V 的干电池和一个 $1\text{ k}\Omega$ 的电阻器串联，使二极管正向导通，这时用万用表测量二极管两端的压降，如果为 $0.6 \sim 0.7\text{ V}$ ，即为硅管，如果为 $0.1 \sim 0.3\text{ V}$ ，即为锗管。另一种方法是根据锗二极管的正向电阻比硅二极管的正向电阻小进行粗略的判断。

b. 发光二极管检测。发光二极管的正向阻值比普通二极管大，一般在 $10\text{ k}\Omega$ 的数量级，反向电阻在 $500\text{ k}\Omega$ 以上，并且发光二极管的正向压降较大，所以一般用 $R \times 10\text{ k}\Omega$ 挡进行测量，这样可测出发光二极管的正反向电阻，若测得正反向电阻都为无限大，说明内部断路，若测得正反向电阻都很小，说明内部短路（由于 LED 数码管也是由发光二极管组成的，所以用这个方法可检查 LED 数码管）。

c. 稳压二极管的检测。测量稳压二极管的稳压值可以利用一个简单电路进行，将被



项目1 直流稳压电源的制作与调试

测稳压二极管同一限流电阻器串联, 然后与稳压电源连接, 使电源电压从小到大逐渐增大, 用万用表直流电压挡测稳压二极管两端的电压, 当电源电压升高而电压表电压读数不再升高时, 这个电压值就是稳压二极管的稳压值 V_Z 。注意限流电阻的选择要适当, 一般为几千欧。

④ 三极管检测。

a. 引脚的判别。三极管的类型有 NPN 型和 PNP 型两种, NPN 型三极管的基极接在内部 P 区, 而发射极和集电极则在内部 N 区, PNP 型三极管的基极则接在 N 区, 发射极和集电极接在 P 区。

对于 1 W 以下的小功率管, 选用万用表的 $R \times 100$ 或 $R \times 1 k$ 挡; 对于测量 1 W 以上的大功率管, 则选用 $R \times 1$ 或 $R \times 10$ 挡。

首先, 假设某一引脚为基极, 用万用表的黑表笔接触此极, 再将万用表的红表笔分别接触另外两引脚, 若两次测得电阻值都很小, 再交换表笔, 即红表笔接触所设基极, 而用黑表笔分别接触另外两引脚, 两次测得的阻值都很大, 则所设基极是基极, 若在上面两次测试中阻值一大一小, 则所设电极不是基极, 需要另选一电极并设为基极继续进行测试, 直至判断出基极为止。

测出基极的同时, 即可判别出管型。用万用表红表笔接触基极, 再用黑表笔分别接触另外两脚, 若两次测得的电阻值均小 (指针式万用表相反), 则管子是 NPN 型的, 反之则为 PNP 型的。

以 NPN 型三极管为例, 在确定出三极管的基极后, 再假设另外两个电极中某一个为集电极, 将黑表笔与假设的集电极相接, 红表笔与发射极相接, 用手捏住集电极和基极, 观察表针的偏转大小, 再将两表笔调换, 再观察表针的偏转情况, 两次测试中表针偏转较大的一次中假设的集电极为真正的集电极, 另一个电极为发射极。

b. 硅管和锗管判别。硅管和锗管的判别与二极管的判断方法相同, 一是测量 PN 结的正向电压, 二是测量 PN 结的正向电阻。参见二极管的检测方法。

(6) 元器件位置的确定。

在装配草图上对应电路原理图, 按顺序摆放好元器件, 注意极性及连接关系应与电路原理图一致。

2) 焊接 (或连接) 电路

焊接时, 一手拿烙铁, 另一手拿焊锡丝, 手握电烙铁的手柄, 绝不能握金属部分。实施焊接时按五步法进行。

(1) 准备施焊: 准备好焊锡丝, 预热好电烙铁。

(2) 加热焊件: 将烙铁接触焊接点, 使印制电路板上的元器件引脚均匀受热。

(3) 加焊锡: 当焊件加热到一定温度后, 将焊料置于焊点, 使焊料熔化并湿润焊点。

(4) 去焊锡: 熔化一定量的焊锡后, 将焊锡丝移开。

(5) 去烙铁: 当焊锡完全湿润焊点后朝大致 45° 的方向移开电烙铁。

电路焊接时, 要严格按照要求, 将元器件逐个焊接到印制电路板上, 元器件焊接顺序一般为先小后大、先低后高、先易后难、先一般后特殊, 如先焊接卧式电阻器、二极管, 其次焊接电容器、三极管, 再焊接大电容器, 若有集成电路, 要最后焊接。



3) 电路测试

(1) 测试内容。

① 桥式整流、电容滤波电路。测量电路的输入、输出电压值，观察输入、输出电压波形。

② 稳压电路。测量电路的输入、输出电压值，观察输入、输出电压波形。

(2) 测试方法。

① 电压测量。用万用表电压挡（交、直流）测量稳压电源各级电压值，并将测量结果填入表 1-6 中。

表 1-6 各点电压测量值

输入电压 (V)	整流滤波电压 (V)	基准电压 (V)	输出电压 (V)	电压调节范围 (V)

② 波形测试

a. 整流电路、滤波电路的波形。将双通道示波器两输入电缆分别与桥式整流电路输入（交流电压）端、整流电路输出（直流电压）端连接，使输入电压和输出电压的波形稳定地显示在示波器荧光屏上，观察并比较输入、输出电压波形，将各波形图绘制在表 1-7 中。

表 1-7 整流滤波电路波形图

输入波形	
整流电路输出波形	
滤波电路输出波形	

b. 稳压电路的波形。将双通道示波器两输入电缆分别与稳压电源的输入 U_I 、输出 U_O 端连接（ U_O 调整至 12 V），使输入、输出两波形稳定地显示在示波器荧光屏上，将波形绘制在表 1-8 中。

表 1-8 稳压电路波形图

输入波形	
输出波形	



(3) 测试要求。

根据前面测试的电压值及测试的波形，分析整流、滤波、稳压电路工作是否达到要求，若未达到要求，再根据测量结果，分析电路故障，测出故障点，排除故障。测出正确的波形及电压值。

知识梳理与总结

1. 常用半导体元件

(1) 半导体中有电子和空穴两种相反极性的载流子，杂质半导体有 P 型半导体和 N 型半导体两种，当 N 型和 P 型半导体共处于一体时，在它们的交界面处会形成 PN 结。PN 结具有单向导电性，它是构成各种半导体器件的基础。

(2) 单个 PN 结加上封装和引线就构成了二极管，二极管的伏安特性体现了这种单向导电性。二极管可用于整流、限幅和元件保护等。其中稳压二极管专门用于稳定电压，工作在反向击穿区。

(3) 半导体三极管是一种电流控制器件，它的输出特性曲线可以分为三个工作区域：放大区、饱和区和截止区。在放大区，主要通过较小的基极电流去控制较大的集电极电流。应当注意的是，管子的发射结必须正向偏置，而集电结必须反向偏置。

(4) 场效应管是一种高输入电阻的电压控制型器件，有结型和绝缘栅型 (MOS) 两大类。它们以不同的方式利用栅极电压所产生的电场来改变漏源极间导电沟道的宽窄，从而控制输出电流的大小。场效应管的输出特性曲线分为四个区：可变电阻区、恒流区、击穿区和截止区。用于放大时管子工作在恒流区。使用 MOS 管时，要注意保护其绝缘栅极，勿使其击穿。

2. 直流稳压电路

(1) 整流电路利用二极管的单向导电特性，把大小方向均变化的交流电变为仅大小变化而方向不变的脉动直流电。常用的整流方式有半波、全波及桥式三种。

(2) 滤波电路的作用是将整流后输出的脉动直流电变为比较平滑的直流电。滤波电路由电容器、电感器等储能元件组成。滤波电路利用电容两端电压不能突变，或利用电感中电流不能突变的特性，将整流后输出电压中的交流成分滤除，使之变成平滑的直流电。电容滤波电路适用于负载电流小且变化不大的场合。工程上按 $U_O = 1.2 U_2$ 估算。

(3) 经整流滤波后的直流电压会随交流电源电压的波动及负载的变化而变化。利用稳压管和限流电阻器构成的并联型稳压电路最为简单，但是其输出电压不能任意调节，输出电流也不能太大，而且稳定性较差，适用于输出电压不可调的小电流情况。在较高要求的场合，可采用串联型直流稳压电源。

(4) 串联型直流稳压电源电路是最常用的稳压电路。这种稳压电路中，调整管串联在输入电压与负载之间。利用稳压管提供基准电压，再引入电压负反馈和放大环节，使输出电压保持稳定，其稳压性能较好，输出电压调节方便。因调整管工作在放大状态，功耗大，所以需要加保护电路。

(5) 集成稳压电路目前已得到了广泛应用，其中 CW78 系列、ACW79 系列、W117、



W217、W317 等是最常用的三端集成稳压器。它们的组成和工作原理与串联型稳压电路基本相同。

3. 实践操作

(1) 示波器、函数信号发生器、晶体管毫伏表是模拟电子技术实验实训过程常用的仪器，示波器可观察信号的波形，函数信号发生器可产生一定频率、一定大小的振荡波形，晶体管毫伏表可测量工作频率范围之内，正弦交流电压的有效值。

(2) 电阻器、电容器、二极管、三极管的检测方法。

(3) 整流、滤波、稳压电路的测试方法，常见故障排查方法。

习 题 1

1-1 N 型半导体中的自由电子多于空穴，而 P 型半导体中的空穴多于自由电子，是否 N 型半导体带负电而 P 型半导体带正电？

1-2 什么是 PN 结的偏置？PN 结正向偏置与反向偏置时各有什么特点？

1-3 什么是二极管的死区电压？为什么会出现死区电压？硅管和锗管的死区电压值约为多少？

1-4 用万用表不同欧姆挡测量二极管的正向电阻时，会观察到测得的阻值不同，这是什么原因造成的？

1-5 稳压管与普通二极管比较，特性上的主要差异是什么？

1-6 有两个稳压管，其稳压值分别是 $U_{Z1}=6.8\text{ V}$ ， $U_{Z2}=8.2\text{ V}$ ，将其串联使用，能得到几组稳压值？各是多少？

1-7 晶体三极管的发射极和集电极是否可以调换使用？为什么？

1-8 将一 PNP 型晶体管接成共发射极电路，要使它具有电流放大作用， U_{cc} 和 U_{bb} 的正、负极应如何连接，为什么？画出电路图。

1-9 某三极管的 1 脚流出电流为 3 mA ，2 脚流入电流为 2.95 mA ，3 脚流入电流为 0.05 mA ，判断各引脚名称，并指出该管的类型。

1-10 如图 1-57 所示，已知在放大电路中无交流信号时测得晶体管（均为硅管）各极对地的电位值，试说明各晶体管的工作状态。

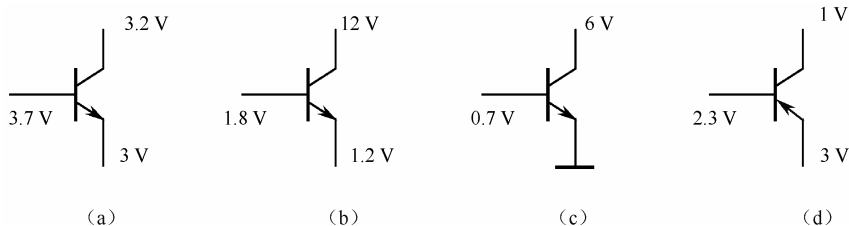


图 1-57 习题 1-10 图

1-11 场效应管漏极特性上的三个工作区分别对应于晶体三极管的哪三个区域？

1-12 有一单相桥式整流电路，已知变压器二次侧电压有效值 $U_2=60\text{ V}$ ，负载 $R_L=2\text{ k}\Omega$ ，二极管正向压降忽略不计，试求：(1) 输出电压平均值 U_O ；(2) 二极管中的电



项目1 直流稳压电源的制作与调试

流 I_D 和最高反向工作电压 U_{RM} 。

1-13 有一单相桥式整流电路，要求输出电压 $U_O=110\text{ V}$ ， $R_L=80\ \Omega$ 。试求：变压器二次侧电压有效值及整流二极管参数。

1-14 在图 1-40 所示的桥式整流、电容滤波电路中， $U_2=20\text{ V}$ （有效值）， $R_L=40\ \Omega$ ， $C=1000\ \mu\text{F}$ ，试问：

- (1) 正常情况下 U_O 为多少？
 - (2) 如果有一个二极管开路， U_O 为多少？
 - (3) 如果测得 U_O 为下列数值，可能出现了什么故障？
- (a) $U_O=18\text{ V}$ ；(b) $U_O=28\text{ V}$ ；(c) $U_O=9\text{ V}$ 。

1-15 在图 1-40 所示的桥式整流、电容滤波电路中，已知交流电源电压为 220 V ， $R_L=50\ \Omega$ ，要求输出直流电压为 12 V 。

- (1) 求每只二极管的电流 I_D 和最大反向电压 U_{RM} 。
- (2) 选择滤波电容器 C 的容量和耐压值。

1-16 在图 1-58 所示的稳压电路中，若稳压管的稳压值 $U_Z=6\text{ V}$ ，允许耗散功率为 250 mW ， $I_Z=5\ \mu\text{A}$ ，若输出电流 I_O 为 $10\sim 30\text{ mA}$ ，输入电压 U_I 为 $12\sim 14\text{ V}$ 。

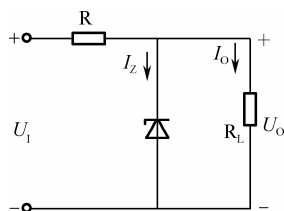


图 1-58 习题 1-16 图

试问：

- (1) 稳压管中的电流何时最大，何时最小？
- (2) 限流电阻 R 的取值范围是多少？

1-17 在图 1-59 所示电路中，设三极管 VT_1 的 $U_{be}=0.7\text{ V}$ ，稳压管的稳压值 $U_Z=5.3\text{ V}$ ， $R_1=2\text{ k}\Omega$ ， $R_2=3\text{ k}\Omega$ ，求输出电压 U_O 。

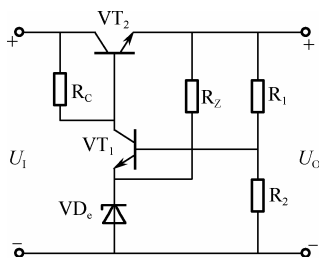


图 1-59 习题 1-17 图

1-18 串联型稳压电路如图 1-60 所示，设三极管 VT_1 的 $U_{be1}=0.7\text{ V}$ ，稳压管的稳压值 $U_Z=7.3\text{ V}$ ， $R_1=200\ \Omega$ ， $R_2=300\ \Omega$ ， $R_W=300\ \Omega$ 。

计算：(1) U_O 的可调范围。

(2) 若调整管的饱和压降 $U_{ces}=1\text{ V}$ ，则输入电压的最小值应为多大？

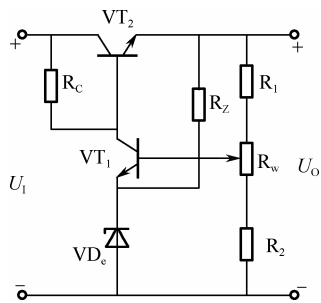


图 1-60 习题 1-18 图

1-19 图 1-61 是利用 W7800 系列和 W7900 系列稳压器构成的二路直流稳压电路

- (1) 图中 U_{O1} 和 U_{O2} 各为多少?
(2) 电容器 C_1 和 C_2 的作用是什么?

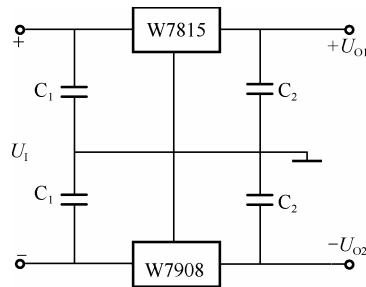


图 1-61 习题 1-19 图

1-20 设计制作一个直流稳压电源，要求输出电压 12 V，稳压电路选用三端集成稳压器 CW78 系列，画出电路图。

项目2 对讲机的制作与调试

教学导航

在日常生产和生活中，对讲机的应用非常广泛，它使人们之间的相互沟通与联系更加方便。能实现对讲机功能的电路很多，图 2-1 是其中的一个。

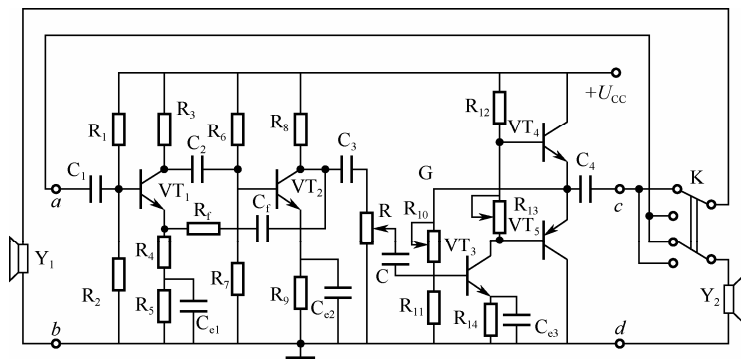


图 2-1 对讲机电路原理图

本项目将以这一典型电子电路为核心，学习单级放大电路、多级放大电路、负反馈放大电路、功率放大电路的组成、工作原理及分析计算方法等相关理论知识，掌握典型电子电路测试方法及实际电路焊接（或连接）基本工艺要求及调试方法等相关技能。

通过本项目的学习和实施，教师和学生要分别完成各自的任务或目标，具体如表 2-1 所示。



表 2-1 教学导航

对 象	任务或建议	具 体 内 容
教师	知识重点	1. 共射基本放大电路、工作点稳定电路、共集电极放大电路、多级放大电路、功率放大电路的工作原理及分析计算方法; 2. 放大电路中反馈类型的判定方法, 负反馈对放大电路工作性能的影响; 3. 晶体管毫伏表、函数信号发生器的使用方法; 4. 工作点稳定电路、共集电极放大电路、阻容耦合多级放大电路、功率放大电路、负反馈放大电路的测试方法; 5. 实际电路的连接及调试方法; 6. 电路常见故障排查方法
	知识难点	1. 共射基本放大电路、工作点稳定电路、共集电极放大电路、多级放大电路、功率放大电路的作用及分析计算方法; 2. 放大电路中反馈类型的判定方法; 3. 工作点稳定电路、功率放大电路、负反馈放大电路的测试方法; 4. 实际电路的连接及调试方法; 5. 电路常见故障排查方法
	评价要点	1. 单级放大电路、多级放大电路、功率放大电路的工作原理及分析计算; 2. 放大电路中反馈类型的判定及负反馈对放大电路性能的影响; 3. 晶体管毫伏表、函数信号发生器的使用; 4. 工作点稳定电路、功率放大电路、负反馈放大电路的测试; 5. 实际电路连接与调试; 6. 电路常见故障排查
	教学场地	因为本课程实践性较强, 通过实验及项目实施可帮助学生更好地理解理论知识, 掌握操作技能, 所以建议在实训室上课, 实现理实一体化教学
	教学方法	以任务驱动法为主, 结合要完成的具体工作任务, 由任务驱动, 引出教学内容。同时结合讲授法、讨论法、演示法、训练法等教学方法, 完成教学任务
	学时	30 学时
学生	学习目标	1. 掌握共射基本放大电路、工作点稳定电路、共集电极放大电路、多级放大电路、功率放大电路的工作原理及分析计算方法; 2. 掌握放大电路中反馈类型的判定方法, 负反馈对放大电路工作性能的影响; 3. 能正确使用万用表对半导体二极管、三极管进行检测, 能正确使用双踪示波器观察信号波形, 能正确使用晶体管毫伏表、函数信号发生器; 4. 能对工作点稳定电路、共集电极放大电路、阻容耦合多级放大电路、功率放大电路、负反馈放大电路进行测试; 5. 能判定电路中引入反馈的类型, 能根据要求引入适当的反馈; 6. 能根据电路图正确连接电路, 并对电路进行调试; 7. 能排查电路的常见故障
	学习方法	跟随项目中任务的完成思路, 掌握相关理论知识及操作技能, 可以采用小组讨论的方式, 解决学习或实验中遇到的问题。同时要多练习, 加强实践训练
	职业素质	1. 具有良好的语言表达能力、沟通能力及团队合作能力; 2. 较强的安全意识、环保意识; 3. 较强的分析问题和解决问题的能力; 4. 严谨求实的工作作风



知识分布网络

本项目主要围绕对讲机电路,介绍单级放大电路、多级放大电路、功率放大电路的分析方法、反馈类型的判定方法及负反馈对放大电路性能的影响,同时配有相关的实验及项目实施,具体知识分布网络如图2-2所示。

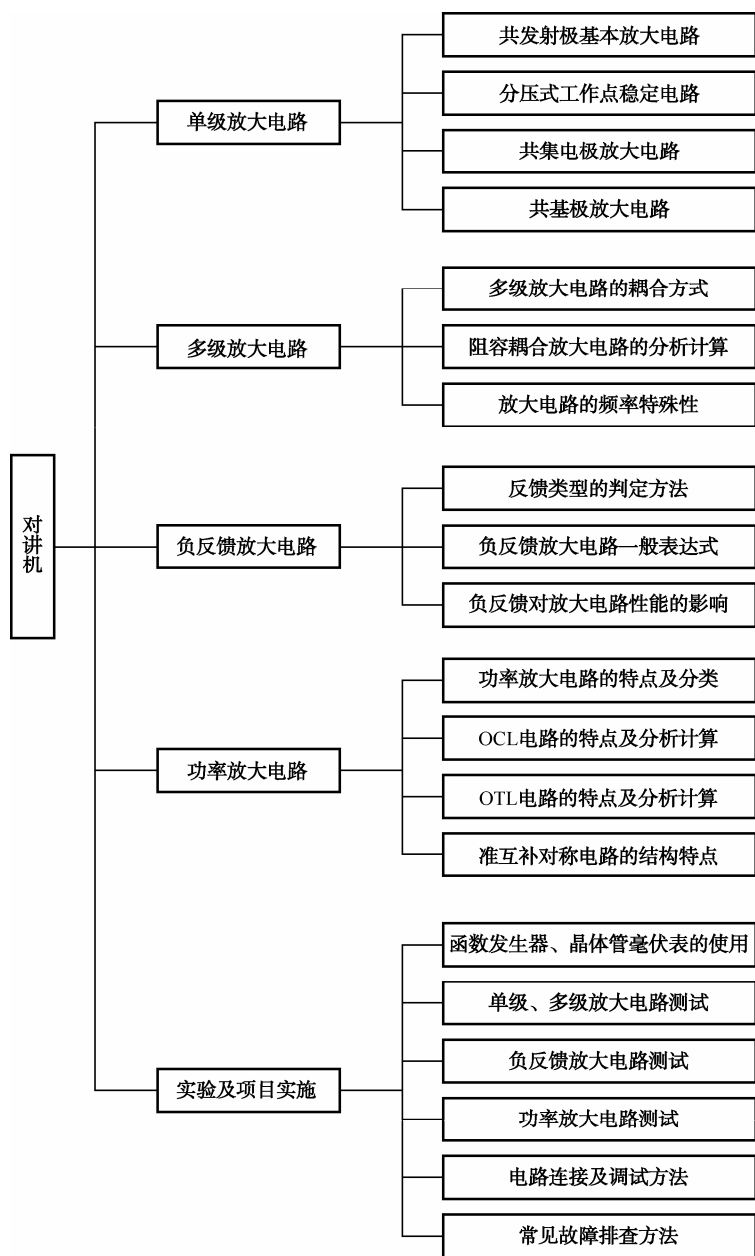


图2-2 知识分布网络



项目背景知识

2.1 共发射极基本放大电路

根据放大电路连接方式的不同,放大电路分为共发射极放大电路、共集电极放大电路和共基极放大电路三种,其中共发射极放大电路应用最为广泛。下面首先对共发射极放大电路进行分析,然后在此基础上对共集电极和共基极放大电路进行分析。

2.1.1 共发射极基本放大电路的组成

1. 电路组成

共发射极基本放大电路如图 2-3 所示。

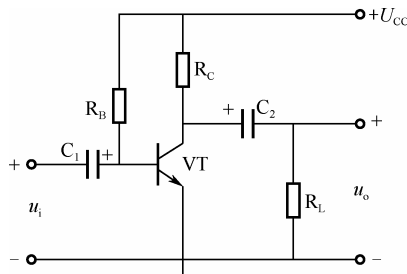


图 2-3 共发射极基本放大电路

电路中各元件的作用如下。

- (1) 晶体管 VT: 它是整个放大电路的核心,用来实现电流放大作用。
- (2) 集电极电源 U_{CC} : 保证发射结正偏、集电结反偏,使晶体管工作在放大状态。
- (3) 集电极负载电阻器 R_C : R_C 主要将集电极电流的变化转化为电压的变化,以实现电压的放大。
- (4) 基极偏置电阻器 R_B : R_B 提供合适的基极电流,使晶体管工作在放大区。
- (5) 耦合电容器 C_1 和 C_2 : 起隔直流、通交流的作用。对交流信号而言, C_1 和 C_2 电容器相当于短路,而对直流信号而言,相当于开路。 C_1 和 C_2 通常采用电解电容器。

2. 放大电路的直流通路和交流通路

在放大电路正常工作的情况下,电路中各处的电压和电流是由直流电源和交流信号源共同作用而产生的。因此在分析放大电路时,要将放大电路的工作情况分为静态和动态两种状态,分别进行分析。

1) 静态和直流通路

静态指放大电路没有交流信号输入,即 $u_i=0$ 时的工作状态,此时对应的通路称为直流通路。由于电容器的隔直作用,静态时电容器等效为开路,图 2-3 对应的直流通路如图 2-4 所示。

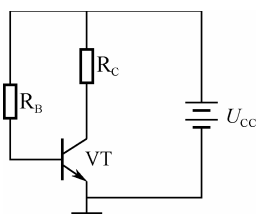


图 2-4 共发射极放大电路的直流通路

2) 动态和交流通路

当交流信号 $u_i \neq 0$ 时，电路中各电量的瞬时值都是在原静态值基础上叠加一个交流量，此时放大电路的工作状态为动态，对应的电路称为交流通路。对交流电而言，电容器可视为短路，所以图 2-3 对应的交流通路如图 2-5 所示。

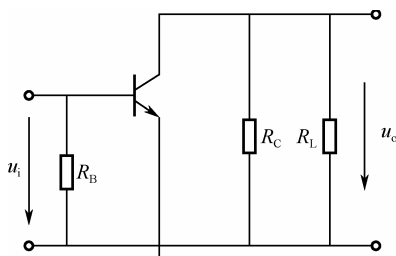


图 2-5 共发射极放大电路的交流通路

2.1.2 共发射极基本放大电路的静态分析

必须根据放大电路的直流通路进行静态分析，其目的是确定放大电路的静态值 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{BEQ} 和 U_{CEQ} ，它们将在三极管的输入、输出特性曲线上唯一地确定一个点，称为静态工作点，也称 Q 点。Q 点的设置应保证晶体管工作在放大状态。静态工作点的确定方法有两种：估算法和图解法。

1. 估算法

估算法指 U_{BEQ} 的确定方法， U_{BEQ} 为晶体管发射结正向导通压降，通常硅管的 U_{BEQ} 为 $0.6 \sim 0.8 \text{ V}$ ，一般取 0.7 V ；锗管的 U_{BEQ} 为 $0.1 \sim 0.3 \text{ V}$ ，一般取 0.2 。用估算法确定静态工作点时，首先要画出放大电路的直流通路，再根据直流通路计算 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 的值。

根据图 2-4 分析可知：

$$I_{BQ} \cdot R_B + U_{BEQ} = U_{CC} \quad (2-1)$$

则有

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} \quad (2-2)$$

再根据晶体管的电流分配关系有：

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-3)$$

对输出回路有：

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (2-4)$$



实例 2-1 已知图 2-3 中 $U_{CC}=12\text{ V}$, $R_B=300\text{ k}\Omega$, $R_C=3\text{ k}\Omega$, $\beta=50$, 试求放大电路的静态工作点。

解：

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12\text{ V} - 0.7\text{ V}}{300\text{ k}\Omega} \approx 0.04\text{ (mA)}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.04\text{ mA} = 2\text{ (mA)}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C = 12\text{ V} - 2\text{ mA} \times 3\text{ k}\Omega = 6\text{ (V)}$$

2. 图解法

根据三极管的输出特性曲线及放大电路, 用作图的方法求静态工作点的方法称为图解法。仅根据三极管的特性曲线, 还不足以确定它的工作点, 为了解决这个问题, 必须从外电路开始入手。首先看输出回路, 在图 2-6 (a) 中, 假如以 $M-N$ 两点为界, 把输出回路分为两部分, 往左边看, I_C 与 U_{CE} 的关系就是这个三极管的输出特性; 往右边看, 是一个电阻器和一个电源串联, 而且必然满足:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$$

所以, I_C 与 U_{CE} 是线性关系。根据方程可得外电路的特性曲线, 如图 2-6 (b) 所示。这条线的斜率和负载电阻的大小有密切关系, 而且是由直流通路确定的, 因此, 把这条代表外电路的电压与电流关系的直线称为输出回路的直流负载线。由于输出回路的两部分在 M 、 N 点是接在一起的, 则回路 I_C 值和 U_{CE} 值必须同时满足两侧的电路, 这一点只能在二者的交点处, 所以只要确定了 I_{BQ} , 就可以在输出特性曲线上找出对应的一条曲线, 该曲线与直流负载线的交点就是静态工作点。所以用图解法确定静态工作点的一般步骤为:

- (1) 用估算法求出基极电流 I_{BQ} ;
- (2) 根据 I_{BQ} 的值在输出特性曲线中找到对应的特性曲线;
- (3) 根据 $U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$ 作直流负载线;
- (4) 确定静态工作点 (I_{BQ} 对应的输出特性曲线与直流负载线的交点就是静态工作点)。

由 Q 点分别向横坐标和纵坐标引垂线, 可得 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 的值。

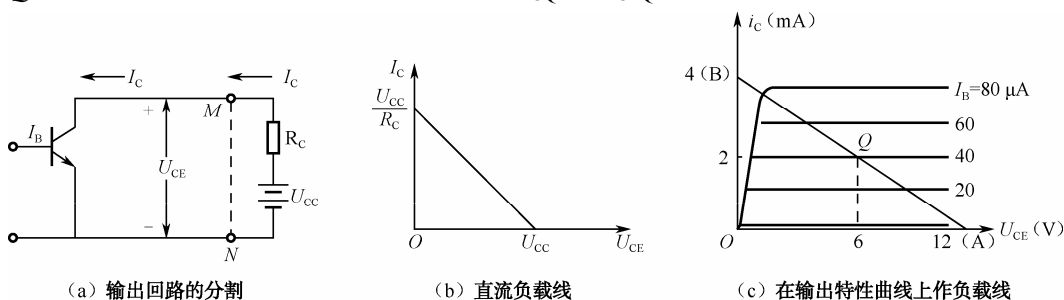


图 2-6 用图解法求放大电路的静态工作点

实例 2-2 在图 2-3 中, 已知 $U_{CC}=12\text{ V}$, $R_B=280\text{ k}\Omega$, $R_C=3\text{ k}\Omega$, 三极管的输出特性曲线如图 2-6 (c) 所示, 使用图解法确定静态工作点。

解：首先计算出静态工作点 I_{BQ} :

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12\text{ V} - 0.7\text{ V}}{280\text{ k}\Omega} \approx 0.04\text{ (mA)} = 40\text{ (}\mu\text{A)}$$



然后在输出特性上作直流负载线:

当 $U_{CE}=12\text{ V}$ 时, $I_C=0$, 得 $A(12, 0)$;

当 $U_{CE}=0$ 时, $I_C=12/3=4(\text{ mA})$, 得 $B(0, 4)$ 。

连接 A 、 B 这两点便得到直流负载线, 与 $I_B=40\text{ }\mu\text{A}$ 的一条特性曲线的交点就是静态工作点 Q 。从曲线中观察得 $I_{CQ}=2\text{ mA}$, $U_{CEQ}=6\text{ V}$ 。

2.1.3 共射基本放大电路的动态分析

动态分析必须根据放大电路的交流通路进行, 其目的是确定放大电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻等。动态分析方法有两种: 图解法和微变等效电路法。

1. 图解法

图解法就是利用晶体管的输入、输出特性曲线, 用作图的方法来分析放大电路的动态工作情况, 其特点是能直观地看出信号的放大和传输过程。

以共发射极放大电路为例来讨论图解法的分析步骤。

设输入信号 $u_i = U_{im} \sin \omega t$, 图解分析步骤如下。

(1) 根据估算法, 确定静态工作点 Q 。

(2) 根据 u_i 在输入特性曲线上求 u_{BE} 和 i_B , 其波形如图 2-7 (a) 中的曲线①和曲线②所示。

(3) 作交流负载线。在图 2-5 所示的交流通路中, 负载电阻器 R_L 和 R_C 并联, 此时的负载电阻值为 R'_L , 则 $\Delta i_C / \Delta u_{CE} = -\frac{1}{R'_L}$, 即这时负载线的斜率是由 R'_L 决定的; 另外, 当 u_i 的瞬间值为零时, 如果不考虑电容器 C_1 和 C_2 的影响, Δi_C 的轨迹必在该时刻通过 Q 点, 因此只要过 Q 点作一条斜率为 $-\frac{1}{R'_L}$ 的直线, 就是由交流通路得到的负载线, 称为交流负载线。作交流负载线的方法是: 先在输出特性曲线上作一条斜率为 $-\frac{1}{R'_L}$ 的辅助直线, 再过 Q 点作辅助直线的平行线, 如图 2-6 (b) 所示。

当 i_B 随信号电压变化时, 输出回路的工作点将沿交流负载线移动, 所以交流负载线是放大电路动态工作点移动的轨迹。

(4) 根据输出特性曲线和交流负载线求 i_{CE} 和 u_{CE} 。根据 i_B 的波形可得 i_C 和 u_{CE} 的波形, 如图 2-7 (b) 的曲线③及曲线④所示。

可见输出电压与输入电压相位相反, 也就是共发射极放大电路起到了反相放大的作用。

(5) 放大电路的电压放大倍数 A_u 的求解。求解电压放大倍数可由 u_{BE} 和 u_{CE} 的变化量, 即 u_o 与 u_i 之比求出, 即

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} \quad (2-5)$$

从上述分析可看出, 电路中各电量均是由直流分量 (即静态工作点的值) 和随输入信号变化的交流分量组成的, 并且输出信号 u_o 与输入信号 u_i 二者相位相反。

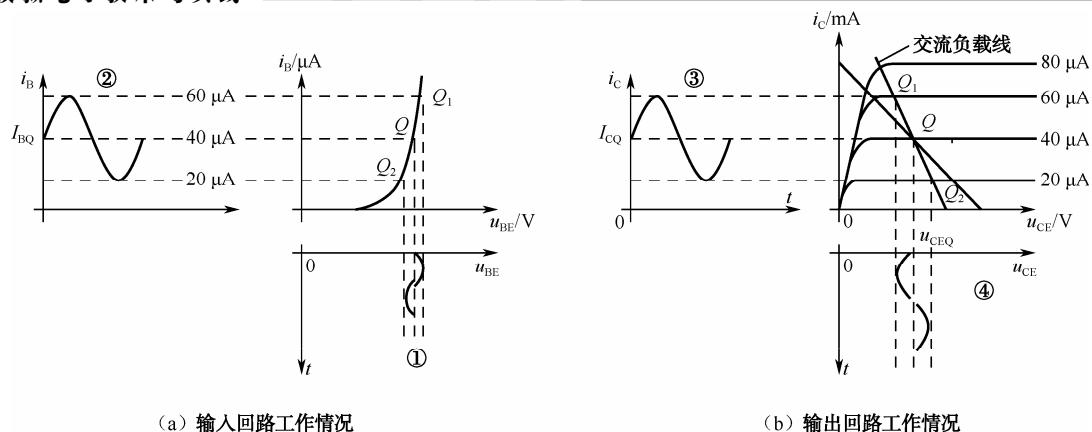


图 2-7 用图解法分析放大电路的动态工作情况

2. 静态工作点对输出波形的影响

若放大电路的输出信号波形与输入信号波形不同, 则称为失真。产生失真的原因很多, 但主要的原因是静态工作点设置不合理或输入信号幅度过大, 使放大电路的工作范围超出三极管特性的线性区。

如果静态工作点选得太低, 在输入特性上, 信号电压的负半周有一部分在死区电压以下, 管子进入截止区, 使 i_B 的负半周被“削”去一部分, 引起失真, 经放大后的 i_C 和 u_{CE} 的波形也发生类似的失真, 此时的输出电压 $u_O(u_{CE})$ 的波形出现顶部失真, 如图 2-8 (a) 所示。这种失真出现在三极管的截止区, 所以称为截止失真。

如果静态工作点选得太高, 这时基极电流 i_B 的波形虽然不会发生失真, 但 i_C 的正半周进入输出特性曲线的饱和区而产生失真, i_C 的正半周和 u_{CE} 的负半周被“削”去一部分, 输出电压 $u_O(u_{CE})$ 的波形出现底部失真, 这种失真称为饱和失真, 如图 2-8 (b) 所示。上述失真均称为非线性失真。

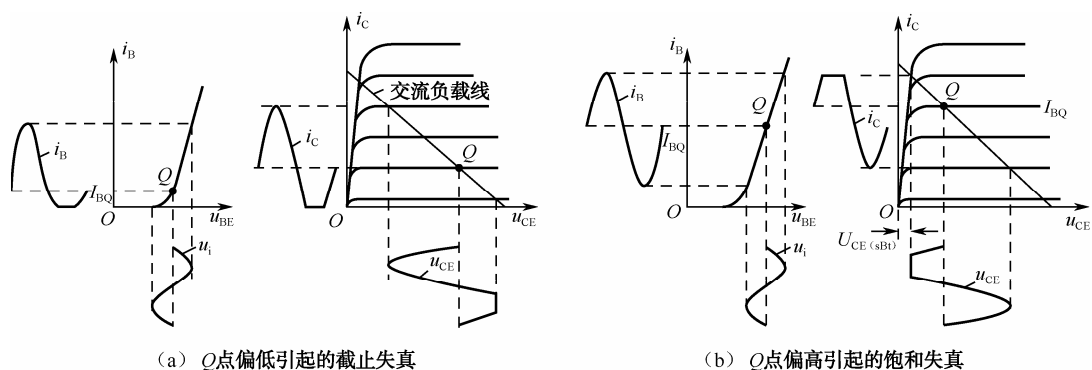


图 2-8 静态工作点选择不当引起的失真

3. 微变等效电路分析法

因为三极管是一个非线性元件, 使放大电路的分析计算比较复杂、困难, 若放大电路的输入信号在一个较小的范围内变化, 则可将静态工作点附近小范围的特性曲线近似地用直线代替, 用一个线性电路来代替三极管, 然后用线性电路的分析方法来分析, 这个电路



就称为三极管的微变等效电路，这种方法称为微变等效电路法。

1) 三极管的微变等效电路

三极管微变等效电路如图 2-9 所示。

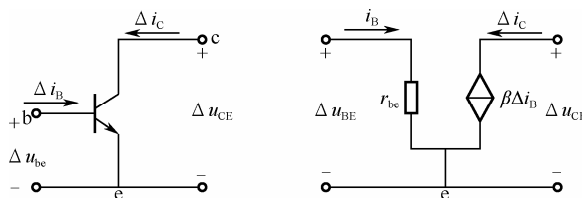


图 2-9 三极管微变等效电路

晶体管的输入端可以用输入电阻 r_{be} 来等效代替，通常用下式估算：

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (2-6)$$

2) 放大电路的微变等效电路

把基本放大电路交流通路中的三极管用其微变等效电路来代替，可以得到基本放大电路的微变等效电路，如图 2-10 所示。

根据图 2-10，可以求出电路的输入电阻 r_i 、输出电阻 r_o 和电压放大倍数 A_u 。

输入电阻 r_i 为：

$$r_i = R_b // r_{be} \quad (2-7)$$

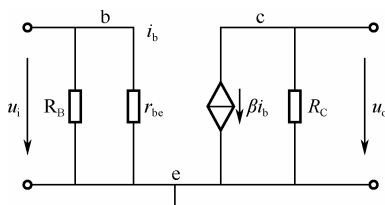


图 2-10 基本放大电路的微变等效电路

输出电阻 r_o 为：

$$r_o = R_c \quad (2-8)$$

电压放大倍数 A_u 为：

$$A_u = \frac{u_o}{u} = \frac{-\beta \cdot i_b R_c}{i_b r_{be}} = -\beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (2-9)$$

如果有负载电阻 R_L ，则：

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (2-10)$$

式中：

$$R'_L = R_c // R_L$$

实例 2-3 在如图 2-3 所示的基本放大电路中，已知 $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ， $R_b = 300 \text{ k}\Omega$ ， $R_c = 3 \text{ k}\Omega$ ， $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ， $\beta = 50$ ，试求：电压放大倍数 A_u 、输入电阻 r_i 、输出电阻 r_o 。

解：由实例 2-1 已求得 $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ ，则 $I_{EQ} \approx I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ ，所以三极管的输入电阻为：



$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{EQ}} = 300 + (1 + 50) \frac{26 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 963 \Omega = 0.963 \text{ k}\Omega$$

电压放大倍数为:

$$A_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{50 \times 1.5}{0.963} = -78$$

输入电阻为:

$$r_i = R_b // r_{be} = 300 \text{ k} // 0.963 \text{ k} \approx 0.96 \text{ k}\Omega$$

输出电阻为:

$$r_o = R_c = 3 \text{ k}\Omega$$

2.2 分压式工作点稳定电路

2.2.1 温度对静态工作点的影响

三极管在使用时若温度发生变化, 三极管的 β 、 U_{BE} 、 I_{CBO} 将随之发生变化, 最终导致电流 I_C 发生变化, 若温度升高, I_C 将增大, U_{CE} 下降, 静态工作点将产生漂移, 严重时可能会使三极管动态工作进入饱和区, 引起非线性失真。同理, 温度下降也会使工作点漂移。

除受温度影响外, 电源电压不稳、电路中元件因老化而参数变化, 都会引起静态工作点漂移。工作点不稳定将影响放大电路的正常工作。而稳定静态工作点的方法通常是通过改进电路结构来实现的, 此电路为分压式静态工作点稳定电路。

2.2.2 分压式工作点稳定电路的组成及工作原理

分压式静态工作点稳定电路如图 2-11 (a) 所示。该电路可以根据温度的变化自动调节基极电流 I_b , 以削弱温度对集电极电流 I_c 的影响, 使静态工作点稳定。图 2-11 (b) 是电路对应的直流通路。该电路稳定静态工作点的原理是: 当温度升高而使 I_{CQ} 和 I_{EQ} 增大时, U_{EQ} 也随着增大。因为 U_{BQ} 的值是固定的, 所以发射结正向电压 U_{BEQ} 减小, 从而使 I_{CQ} 和 I_{EQ} 趋于减小, 使静态工作点恢复到原来的位置。这个调节的过程可以表示如下:

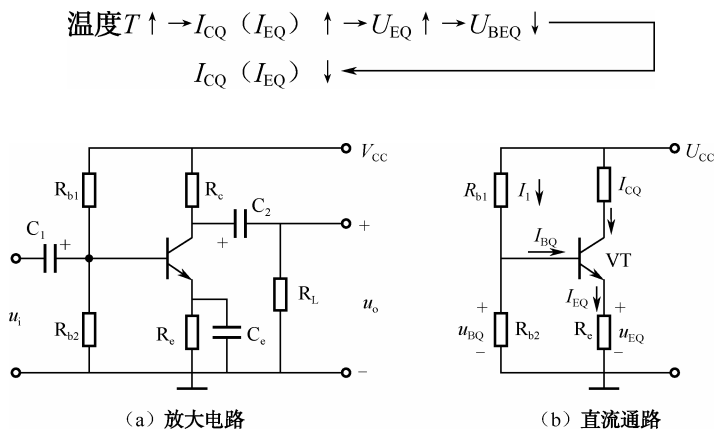


图 2-11 分压式静态工作点稳定电路



2.2.3 分压式工作点稳定电路的静态分析

分压式工作点稳定电路静态工作点确定方法与共发射极基本放大电路静态工作点确定方法有所区别，它是从三极管的基极电位 U_B 开始计算的。由图 2-11 (b) 可得三极管基极电位为：

$$U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} U_{CC} \quad (2-11)$$

集电极电流为：

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} \quad (2-12)$$

基极电流为：

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \quad (2-13)$$

集电极与发射极之间的电压为：

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) \quad (2-14)$$

2.2.4 分压式工作点稳定电路的动态分析

根据图 2-11 (a)，可得分压式工作点稳定电路的交流通路和微变等效电路如图 2-12 所示。

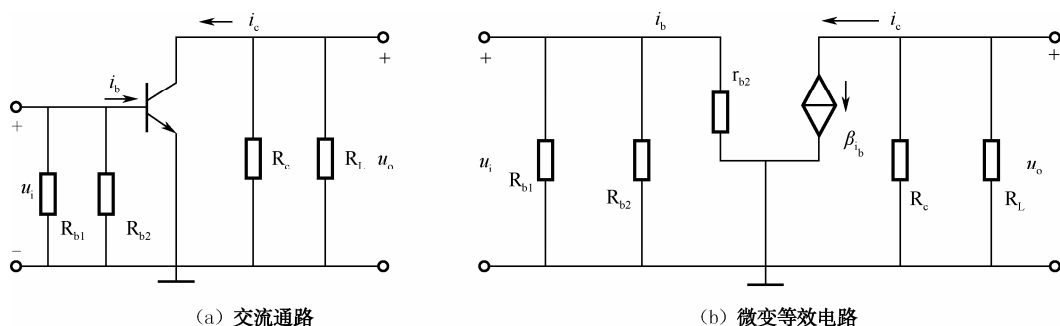


图 2-12 分压式偏置电路的交流通路和微变等效电路

由微变等效电路可得，电压放大倍数：

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (2-15)$$

输入电阻：

$$r_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} \quad (2-16)$$

输出电阻：

$$r_o = R_c \quad (2-17)$$

实例 2-4 在图 2-11 (a) 所示分压式工作点稳定电路中，已知 $U_{CC}=12\text{ V}$ ， $R_{b1}=20\text{ k}\Omega$ ， $R_{b2}=10\text{ k}\Omega$ ， $R_c=2\text{ k}\Omega$ ， $R_e=2\text{ k}\Omega$ ， $R_L=3\text{ k}\Omega$ ， $\beta=50$ ， $U_{BEQ}=0.6\text{ V}$ ，试求：



- (1) 静态工作点;
 (2) 电压放大倍数 A_u 、输入电阻 r_i 、输出电阻 r_o 。

$$\text{解: (1) } U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} U_{CC} = \frac{10 \text{ k}}{20 \text{ k} + 10 \text{ k}} \times 12 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = \frac{4 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{2 \text{ k}} = 1.7 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1.7 \text{ mA}}{50} = 34 \mu\text{A}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 12 \text{ V} - 1.7 \text{ mA} \times (2 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega) = 5.2 \text{ V}$$

$$(2) r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} = 300 + (1 + 50) \frac{26}{1.7} = 1.08 (\text{k}\Omega)$$

$$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -\frac{50 \times \frac{2 \times 3}{2 + 3}}{1.08} = -55.6$$

$$r_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 20 \text{ k} // 10 \text{ k} // 1.08 \text{ k} = 0.93 (\text{k}\Omega)$$

$$r_o \approx R_c = 2 \text{ k}\Omega$$

实验 3 工作点稳定电路测试

1. 实验目的

- (1) 掌握放大电路静态工作点的调试方法;
- (2) 能熟练使用常用仪器, 测量静态工作点, 观察信号波形, 确定电压放大倍数;
- (3) 掌握静态工作点对放大电路工作性能的影响;
- (4) 掌握消除非线性失真的方法。

2. 实验设备与器件

- (1) +12V 直流稳压电源;
- (2) 函数信号发生器;
- (3) 双踪示波器;
- (4) 晶体管毫伏表;
- (5) 直流电压表;
- (6) 直流毫安表;
- (7) 万用表;
- (8) 实验用线路板。

3. 实验内容

1) 调试并测试静态工作点

实验电路如图 2-13 所示, 在实验台上固定线路板, 按图接通+12 V 电源, 调节 R_{B2} 使 $I_C=2.0 \text{ mA}$, 用直流电压表测量 U_B 、 U_C 、 U_E 及用万用表测量 R_{B2} 的值, 记入表 2-2 中。

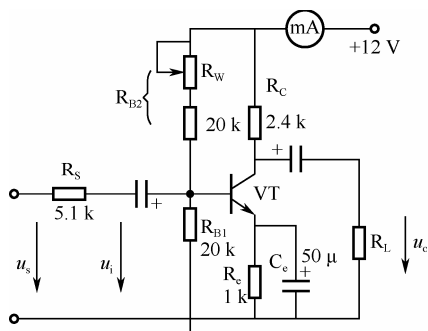


图 2-13 工作点稳定电路实验电路

表 2-2 静态工作点 ($I_C=2.0\text{mA}$)

测 量 值				计 算 值	
U_B (V)	U_C (V)	U_E (V)	R_{B2} (k Ω)	U_{BE} (V)	U_{CE} (V)

2) 测量电压放大倍数

在放大器输入端加入频率为 1 kHz 的正弦信号 U_s ，调节函数信号发生器的输出旋钮使放大器输入电压 $U_i \approx 5 \text{ mV}$ ，用示波器观察放大器输出电压 U_o 的波形，在波形不失真的条件下用交流毫伏表测量 U_o 值，记入表 2-3 中。

表 2-3 电压放大倍数 ($f=1 \text{ kHz}$, $U_i=5 \text{ mV}$)

R_C (k Ω)	R_L (k Ω)	U_o (V)	A_U	U_o 的波形
2.4	∞			

3) 观察静态工作点对输出波形失真的影响

置 $R_C=2.4 \text{ k}\Omega$, $R_L=\infty$ ，逐步加大输入信号，使输出电压 U_o 足够大但不失真。然后保持输入信号不变，分别增大和减小 R_w ，使波形出现失真，画出 U_o 的波形，并测出失真情况下的 I_C 和 U_{CE} 值（将信号源的输出旋钮旋至零），记入表 2-4 中。

表 2-4 静态工作点对输出波形失真的影响

I_C (mA)	U_{CE} (V)	U_o 波形	失 真 情 况



续表

I_C (mA)	U_{CE} (V)	U_o 波形	失真情况

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据;
- (2) 分析静态工作点对放大电路输出波形的影响。

2.3 共集电极放大电路和共基极放大电路

2.3.1 共集电极放大电路

共集电极放大电路的基本电路如图 2-14 (a) 所示，直流通路如图 2-14 (b) 所示，交流通路如图 2-14 (c) 所示。由交流通路可见，三极管的输入信号在基极和集电极之间输入，输出信号从发射极和集电极之间输出，所以集电极是输入、输出电路的公共端，所以称为共集电极放大电路。从电路结构看，放大信号从三极管的发射极向外输出，所以该电路又称为射极输出器。下面分别对该电路进行静态分析和动态分析。

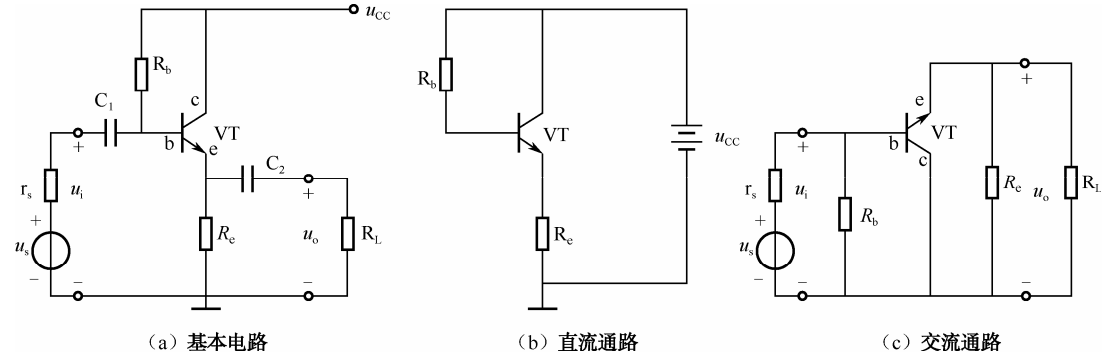


图 2-14 共集电极电路

1. 静态分析

由图 2-14 (b) 可得：

$$U_{CC} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + U_{EQ} \tag{2-18}$$

因为：

$$U_{EQ} = I_{EQ}R_e = (1 + \beta)I_{BQ}R_e \tag{2-19}$$

所以：



$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \approx \frac{U_{CC}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \quad (2-20)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-21)$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{EQ}R_e \quad (2-22)$$

2. 动态分析

共集电极放大电路的微变等效电路如图 2-15 所示。

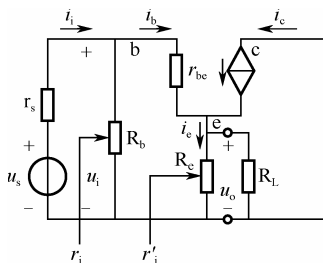


图 2-15 共集电极放大电路的微变等效电路

1) 电压放大倍数

根据微变等效电路可知：

$$u_o = R'_e i_e$$

$$u_i = r_{be} i_b + R'_e i_e = [r_{be} (1 + \beta) R'_e] i_b$$

所以：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta) R'_e}{r_{be} + (1 + \beta) R'_e} \quad (2-23)$$

式中 $R'_e = R_e // R_L$ 。由于 $(1 + \beta) R'_e \gg r_{be}$ ，所以共集电极放大电路的电压放大倍数恒小于 1 而接近于 1，并且输出电压与输入电压同相。

2) 输入电阻

当从基极 b 向里看进去时，输入电阻 r'_i 为：

$$r'_i = \frac{u_i}{i_b} = r_{be} + (1 + \beta) R'_e \quad (2-24)$$

在共发射极电路中，输入电阻为 r_{be} ，所以共集电极电路从基极看进去的输入电阻增大了。从输入端看进去的输入电阻 r_i 为：

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = R_b // r'_i \quad (2-25)$$

3) 输出电阻

从发射极向里看进去的输出电阻 r'_o 为：

$$r'_o = \frac{(r_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta} \quad (2-26)$$

从输出端向里看进去的输出电阻为：

$$r_o = R_e // r'_o \quad (2-27)$$



由式 (2-27) 可见, 射极输出器的输出电阻比较小, 一般只有几十欧姆。

综上所述, 射极输出器的特点是: 电压放大倍数小于或近似于 1, 输出电压与输入电压同相, 输入电阻大, 输出电阻小。

2.3.2 共基极放大电路

共基极放大电路的基本电路如图 2-16 (a) 所示, 图 2-16 (b) 为直流通路, 图 2-16 (c) 为交流通路。

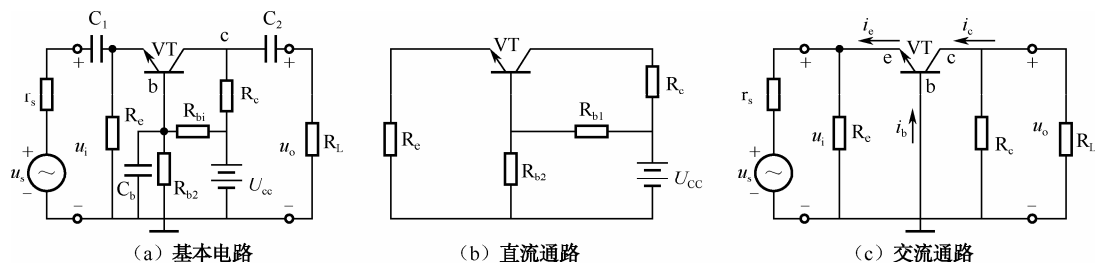


图 2-16 共基极放大电路

1. 静态分析

如图 2-16 (b) 所示, 如果忽略 I_{BQ} 对 R_{b1} 、 R_{b2} 分压电路的分流作用, 则基极静态电压 U_{BQ} 为:

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} U_{CC} \quad (2-28)$$

流经 R_e 的电流 I_{EQ} 为:

$$I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_e} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} \quad (2-29)$$

如果满足 $U_{BQ} \gg U_{BEQ}$, 则式 (2-29) 可简化为:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{U_{BQ}}{R_e} = \frac{1}{R_e} \cdot \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} U_{CC} \quad (2-30)$$

则:

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \quad (2-31)$$

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} - (R_c + R_e) I_{CQ} \quad (2-32)$$

2. 动态分析

共基极电路的微变等效电路如图 2-17 所示。

(1) 电压放大倍数。根据图 2-17, 有:

$$\begin{aligned} u_i &= -r_{be} i_b \\ u_o &= R'_L i_c = -\beta R'_L i_b \end{aligned}$$

所以:

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (2-33)$$

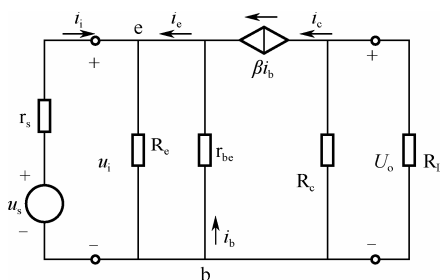


图 2-17 共基极电路的微变等效电路

式(2-33)表明,共基极放大电路具有电压放大作用,其电压放大倍数和共发射极电路的电压放大倍数在数值上相等,但输出电压与输入电压同相。

(2) 输入电阻。当从发射极向里看进去时,有:

$$r'_i = \frac{u_i}{-i_e} = \frac{-r_{be}i_b}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (2-34)$$

当从输入端看进去时,有:

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = R_e // r'_i \quad (2-35)$$

(3) 输出电阻为:

$$r_o \approx R_c \quad (2-36)$$

实验4 射极跟随器测试

1. 实验目的

- (1) 掌握射极输出器静态工作点调试方法;
- (2) 掌握射极跟随器静态及动态测试方法,能用示波器观察输入信号与输出信号的波形;
- (3) 能根据测量参数分析电路的特点。

2. 实验设备与器件

- (1) +12V 直流电源;
- (2) 函数信号发生器;
- (3) 双踪示波器;
- (4) 晶体管毫伏表;
- (5) 直流电压表;
- (6) 实验用线路板。

3. 实验内容

1) 静态工作点的调试

实验电路如图 2-18 所示,在实验台上固定实验线路板,接通+12 V 直流电源,在 B 点加入 $f=1\text{ kHz}$ 正弦信号 u_i ,在输出端用示波器观察输出信号波形,反复调整 R_W 及信号源的

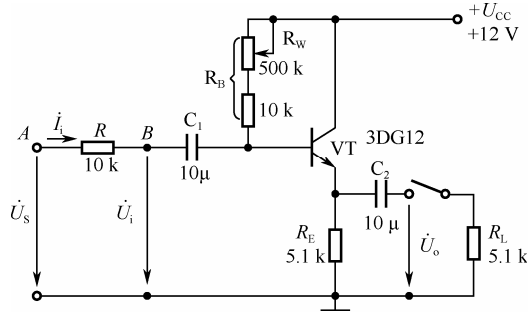


图 2-18 射极跟随器实验电路

输出幅度，使在示波器的屏幕上得到一个最大不失真输出波形，然后置 $u_i=0$ ，用直流电压表测量晶体管各电极对地电位，将测得数据记入表 2-5。

表 2-5 静态工作点测试

U_E (V)	U_B (V)	U_C (V)

2) 测量电压放大倍数 A_u

接入负载 $R_L=5.1\text{ k}\Omega$ ，在 B 点加 $f=1\text{ kHz}$ 正弦信号 u_i ，调节输入信号幅度，用示波器观察输出波形 u_o ，在输出最大不失真情况下，用交流毫伏表测 U_i 和 U_o 值，记入表 2-6。

表 2-6 电压放大倍数测试

U_i (V)	U_o (V)	A_u	U_i 、 U_o 波形

3) 观察信号波形

将输入信号、输出信号同时接入示波器，观察信号波形，记入表 2-6 中。

4) 测量输出电阻 r_o

接上负载 $R_L=1\text{ k}\Omega$ ，在 B 点加 $f=1\text{ kHz}$ 正弦信号 u_i ，用示波器监视输出波形，测空载输出电压 U_o ，有负载时输出电压 U_L ，记入表 2-7，计算输出电阻 r_o 。

表 2-7 输出电阻测试

U_o (V)	U_L (V)	r_o (k Ω)



5) 测量输入电阻 r_i

在 A 点加 $f=1\text{ kHz}$ 的正弦信号 u_s ，用示波器监视输出波形，用交流毫伏表分别测出 A 、 B 点对地的电位 U_s 、 U_i ，记入表 2-8，计算输入电阻 r_i 。

表 2-8 输入电阻测试

$U_s (\text{V})$	$U_i (\text{V})$	$r_i (\text{k}\Omega)$

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据；
- (2) 根据测试结果，分析射极跟随器的性能和特点；
- (3) 分析实际测量数据与理论计算值误差的原因。

2.4 场效应管放大电路

2.4.1 场效应管的直流偏置电路和静态分析

根据不同类型的场效应管对栅源电压 U_{GS} 的要求，其直流偏置电路主要有两种：一种为适用于结型和耗尽型 MOS 管的自偏置电路；另一种为用于各种类型场效应管的分压式偏置电路。

1. 自偏置电路

自偏置电路适用于结型和耗尽型 MOS 管组成的放大电路。由耗尽型 N 沟道 MOS 管构成的自偏置共源极放大电路如图 2-19 (a) 所示，直流偏置电路如图 2-19 (b) 所示。

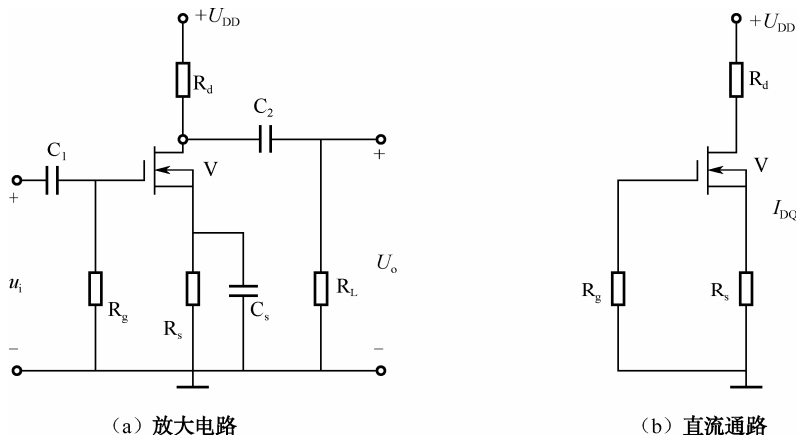


图 2-19 自偏置共源极放大电路

由耗尽型 MOS 管的特性可知，即使当 $U_{GS}=0$ 时，在相应的电压 U_{DS} 下也有漏极电流 I_D 。在图 2-19 (b) 中，当 I_D 流过源极电阻器 R_s 时会产生 $U_{SQ}=I_{DQ}R_s$ 的电压降，由于 $I_G=0$ ， $U_G=0$ ，所以：



$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = -I_{DQ} R_s \quad (2-37)$$

当耗尽型 MOS 管工作在放大区时, 有:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (2-38)$$

根据图 2-19 (b) 可列直流偏置方程:

$$\begin{aligned} U_{GSQ} &= -I_{DQ} R_s \\ U_{DSQ} &= U_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) \end{aligned} \quad (2-39)$$

联立求解以上三个方程, 即可求得 U_{GSQ} 、 I_{DQ} 及 U_{DSQ} 。方程会有两个解, 但只有一个是合理的, 另一个应舍去。

2. 分压式偏置电路

图 2-20 (a) 所示为分压式偏置共源极放大电路, 图 2-20 (b) 为直流通路。

由于栅极电流为零, 所以栅极电位为:

$$U_{GQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_{g1}} U_{DD} \quad (2-40)$$

源极电位为:

$$U_{SQ} = R_s I_{DQ}$$

栅、源电压为:

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} \quad (2-41)$$

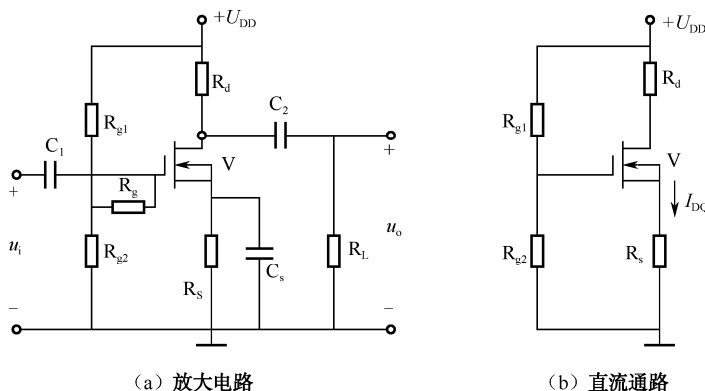


图 2-20 分压式偏置共源极放大电路

对于 N 沟道耗尽型场效应管, 通常应在 $U_{GS} < 0$ 的区域; 对于 N 沟道增强型场效应管, 应使 $U_{GS} > 0$ 。

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (2-42)$$

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_{g1}} U_{DD} - I_{DQ} R_s \quad (2-43)$$

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) \quad (2-44)$$



联立求解以上三个方程即可求出静态工作点。同样，要对静态工作点进行判断，舍去不合适的解。

2.4.2 场效应管放大电路的动态分析

1. 场效应管的微变等效电路

与晶体管相似，在分析交流性能指标时，如果放大电路工作在小信号状态下，则可采用微变等效电路来代替场效应管。场效应管的微变等效电路如图 2-21 所示。

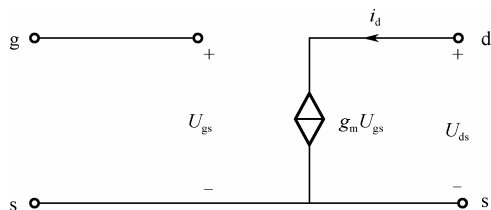


图 2-21 场效应管的微变等效电路

2. 场效应管共源极放大电路动态分析

图 2-20 (a) 所示电路的微变等效电路如图 2-22 所示。

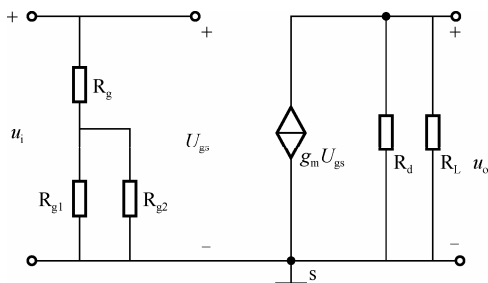


图 2-22 共源极放大电路的微变等效电路

(1) 电压放大倍数为：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{i_d R'_L}{u_{gs}} = -\frac{g_m u_{gs} R'_L}{u_{gs}} = -g_m R'_L \quad (2-45)$$

式中， $R'_L = R_d // R_L$ 称为交流负载电阻。可见电压放大倍数与跨导及交流负载电阻成正比，且输出电压 u_o 与输入电压 u_i 反相。

(2) 输入电阻为：

$$R_i = R_g + R_{g1} // R_{g2} \quad (2-46)$$

R_g 一般取几兆欧。可见 R_g 的接入可使输入电阻大大提高。

(3) 输出电阻为：

$$R_o = R_d \quad (2-47)$$

R_d 一般在几千欧到几十千欧，输出电阻较大。

实例 2-5 在如图 2-20 (a) 所示的电路中，已知 $U_{DD}=20\text{ V}$ ， $R_d=10\text{ k}\Omega$ ， $R_s=10\text{ k}\Omega$ ，



$R_L=10\text{ k}\Omega$, $R_g=1\text{ M}\Omega$, $R_{g1}=150\text{ k}\Omega$, $R_{g2}=50\text{ k}\Omega$, $g_m=5\text{ mA/V}$, $U_{GS(\text{off})}=-5\text{ V}$, $I_{DSS}=1\text{ mA}$ 。试求:

- (1) 静态值 I_{DQ} 和 U_{DSQ} 。
- (2) 电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。

解: (1) 求静态值 I_{DQ} 和 U_{DSQ} 。

由式 (2-42) 及式 (2-43) 列方程:

$$U_{GSQ} = \frac{50}{50+150} \times 20 - 10I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = 1 \times \left(1 + \frac{U_{GSQ}}{5} \right)^2$$

即:

$$U_{GSQ} = 5 - 10I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = \left(1 + \frac{U_{GSQ}}{5} \right)^2$$

解得:

$$I_{DQ} = 0.61\text{ (mA)}$$

$$U_{GSQ} = -1.1\text{ (V)}$$

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_s) = 20 - 0.61(10 + 10) = 7.8\text{ (V)}$$

- (2) 电压放大倍数。

$$R'_L = R_d // R_L = 10 // 10 = 5\text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$A_u = -g_m R'_L = -5 \times 5 = -25$$

输入电阻为:

$$R_i = R_g + R_{g1} // R_{g2} = 1000 + 50 // 150 = 1037.5\text{ (k}\Omega\text{)}$$

输出电阻为:

$$R_o = R_d = 10\text{ (k}\Omega\text{)}$$

2.5 多级放大电路

在实际应用中, 放大电路的输入信号都很微弱, 如果只通过单级电路对信号进行放大, 其输出信号的电压和功率往往无法满足负载的要求, 所以需要电路对信号进行多次放大, 这就用到了多级放大电路。一般多级放大电路的组成框图如图 2-23 所示。

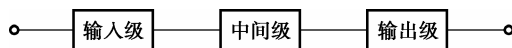


图 2-23 多级放大电路的组成框图

2.5.1 多级放大电路的耦合方式

在多级放大电路中, 每两个单级放大电路之间的连接方式称为耦合方式。耦合方式有阻容耦合、变压器耦合和直接耦合三种。阻容耦合和变压器耦合只能放大交流信号, 直接耦合既能放大交流信号, 又能放大直流信号。各种耦合方式对应的电路如图 2-24 所示。

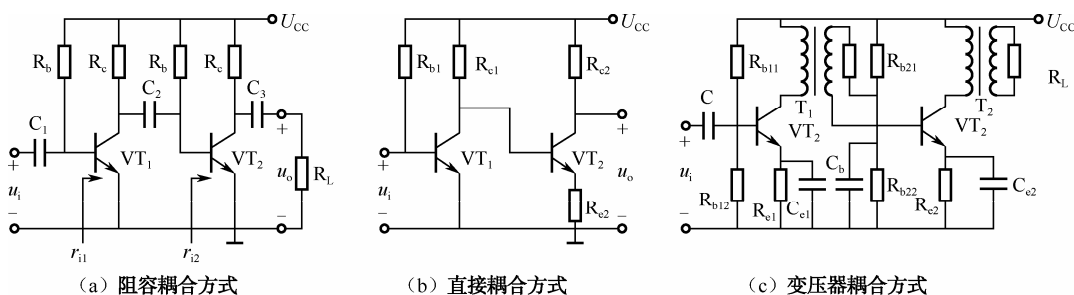


图 2-24 多级放大电路的耦合方式

1. 阻容耦合

阻容耦合放大电路的各级之间通过耦合电容器和下一级的输入电阻器连接,如图 2-24 (a) 所示为两级阻容耦合放大电路。第一级的输出信号通过电容器 C_2 和第二级的输入电阻器 r_{i2} 加到第二级的输入端。耦合电容器对交流信号的容抗必须很小,其交流分压作用可以忽略不计,以使前级输出信号电压差不多无损失地传送到后级输入端。阻容耦合的优点是:前后级直流通路彼此隔开,每一级的静态工作点相互独立,便于分析、设计和应用;缺点是:不能用来放大变化缓慢的信号和直流分量变化的信号。由于在集成电路里制造大电容很困难,所以阻容耦合只适用于分立元件电路。

2. 直接耦合

直接耦合是将前后级直接相连的一种耦合方式。在放大变化缓慢的信号和直流分量变化的信号时,必须采用直接耦合方式;在集成电路中,为了避免制造大容量电容的困难,也采用直接耦合方式。直接耦合方式的缺点是:前后级直流电路相通,静态工作点相互牵制、相互影响,不利于分析和设计;存在零点漂移问题。

3. 变压器耦合

变压器耦合是用变压器将前级的输出端与后级的输入端连接起来的方式。其优点是:各级直流通路相互独立,变压器通过磁路把一次侧线圈的交流信号传到二次侧线圈,直流电压或电流无法通过变压器传给二次侧;变压器在传递信号的同时能实现阻抗变换。缺点是:体积大,不能实现集成化,此外,由于频率特性比较差,一般只应用于低频功率放大电路和中频调谐放大电路中。变压器耦合在放大电路中的应用已经逐渐减少,多用阻容耦合和直接耦合两种方式。

2.5.2 阻容耦合多级放大电路的分析

1. 静态分析

由于阻容耦合放大电路各级之间用电容器隔开,静态工作点互不影响,故其静态工作点的分析计算方法与单级放大电路完全一样,各级分别计算即可。

2. 动态分析

(1) 电压放大倍数。多级放大电路中,前一级的输出就是后一级的输入,因此,多级



放大电路的电压放大倍数为各级电路的电压放大倍数的乘积，即：

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_{i1}} \cdot \frac{U_{o2}}{U_{i2}} \cdots \frac{U_{on}}{U_{in}} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdots A_{un} \quad (2-48)$$

式中， $A_k (k=1, 2, \dots, n)$ 分别表示每一级的电压放大倍数。

由上面的分析可知，多级放大电路电压放大倍数为每一级放大倍数的乘积，当放大电路级数较多时，放大倍数值较大，计算和表示都不方便，所以放大倍数还有另一种表示方法——分贝 (dB) 表示法，分贝与倍数的关系可用下式换算：

$$A_u (\text{dB}) = 20 \lg A_u$$

放大倍数用分贝 (dB) 表示称为增益，用增益表示多级放大电路总的电压放大倍数时，可把多级电压放大倍数乘积转化为各级电路电压增益之和。即：

$$A_u (\text{dB}) = 20 \lg |A_{u1}| + 20 \lg |A_{u2}| + \cdots + 20 \lg |A_{un}| \quad (2-49)$$

(2) 输入电阻：多级放大电路的输入电阻就是第一级的输入电阻。

(3) 输出电阻：多级放大电路的输出电阻就是最后一级的输出电阻。

2.5.3 阻容耦合多级放大电路的频率特性

放大器的频率特性通常指放大器输出信号的振幅和相位随输入信号的频率而变化的函数关系。

对阻容耦合电路的分析讨论仅限于中频范围，即信号频率不太高也不太低的情况，这时放大电路中电容器的影响可以忽略。于是在中频区所得到的放大电路的交流通路是一个纯电阻性的电路，故所求出的电路参数 A_u 、 r_i 、 r_o 等均与频率无关。

在低频区，随着输入信号频率的降低，耦合电容和发射极旁路电容的容抗增大，不能再视为短路，因而造成电压放大倍数减小。

在高频区，随着输入信号频率的增加，晶体管的结电容及电路中的分布电容等的容抗减小，不能再视为开路，也会使电压放大倍数减小。

此外，在低频区和高频区，输出信号对输入信号的相位也随信号频率而改变。所以在整个频率范围内，电压放大倍数和相位都将是频率的函数。电压放大倍数与频率的函数关系称为幅频特性，相位与频率的函数关系称为相频特性，二者统称为频率特性或频率响应。

阻容耦合放大器的频率特性曲线如图 2-25 所示。图中 f_H 和 f_L 为电压放大倍数下降到中频段电压放大倍数的 0.707 倍时所对应的两个频率，分别称为上限频率和下限频率。上限频率和下限频率的差称为通频带，用 BW 表示，即：

$$BW = f_H - f_L$$

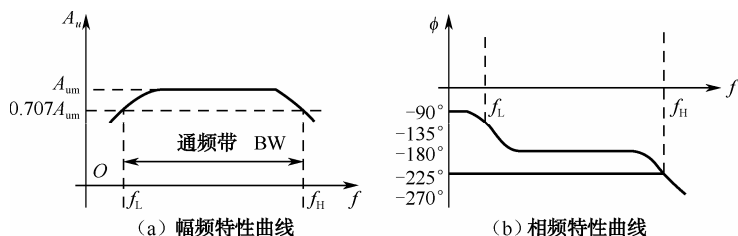


图 2-25 阻容耦合放大器的频率特性曲线



2.6 放大电路中的反馈

前面介绍了一些基本的放大电路。这些电路尽管对信号有放大作用，但是其性能往往不够理想。例如，实际中使用的放大电路其放大倍数应非常稳定，其输入电阻有时要求非常大，有时要求非常小，其输出信号最好不随负载而变化等。对于这些要求，前面介绍的基本放大电路一般是不能满足的。为此，必须在这些基本放大电路中加入负反馈。正确引入反馈可以大大改善电路的工作性能，如稳定放大倍数、减小非线性失真、展宽频带、改变输入和输出电阻、抑制噪声等。实际上，几乎所有的实用放大器都带有反馈。因此，反馈问题是模拟电子技术中最重要的内容之一。

2.6.1 反馈的基本概念

在基本放大电路中，信号从输入端进入放大器，经过放大后，从输出端输出，信号为单方向的正向传送。如果将放大电路中的输出量（电压或电流）的一部分或全部，通过反馈网络，以一定的方式回送到输入回路，并影响输入量（电压或电流）和输出量，这就是反馈。通常把引入反馈的放大器称为闭环放大器，把未引入反馈的放大器称为开环放大器。而在反馈放大器中，将输出回路与输入回路相连的中间环节称为反馈网络，一般由阻容元件组成。判断一个电路是否有反馈，是通过分析是否存在反馈支路进行的。

图 2-26 是判断放大器中是否存在反馈的例子。

图 2-26 电路中，因为 R_f 的存在，使输出回路中信号（电压或电流）反向传送到输入回路中，对输入信号产生影响，因而存在反馈。所以反馈的形成实际上是通过反馈网络，将输出回路中的信号引回输入回路，以一定的形式与输入信号叠加，将叠加后所得的信号作为净输入信号再输入到电路中。

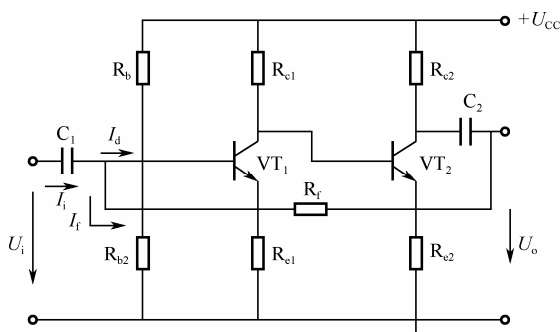


图 2-26 判断是否存在反馈的例子

2.6.2 反馈的类型与判别

1. 正反馈与负反馈

按照反馈极性的不同，可以将反馈分为正反馈和负反馈。



若引入的反馈信号使放大电路的净输入信号增加,使放大电路的输出量比没有反馈时增加,这样的反馈为正反馈;相反,如果反馈信号使放大电路的净输入信号减小,使输出量比没有反馈时减小,这样的反馈称为负反馈。

判断正、负反馈的方法叫瞬时极性法,具体方法如下。

(1) 先假定放大器输入端的输入信号在某一瞬时的极性(一般设为对地为正的极性),说明该点瞬时电位的变化是升高,在图中用 $(+)$ 或 (\uparrow) 表示。

(2) 再根据各级电路输入、输出之间的相位关系,依次推断出由瞬时输入信号所引起的各点电位的瞬时极性,分别用 $“+”$ 或 $“-”$ 表示。

(3) 在放大器的输入回路比较反馈信号和原输入信号的极性。若反馈信号和原输入信号接同一点,则极性相同为正反馈、极性相反为负反馈;若反馈信号和原输入信号接不同点,则极性相同为负反馈、极性相反为正反馈。

下面以图 2-27 的所示电路为例,说明如何用瞬时极性法判别反馈的极性。在图 2-27 中, R_f 为反馈元件,当输入信号瞬时极性为 $“+”$ 时,(图中以 \oplus 标出),输入电流 I_i 将增加,根据共射电路集基相位相反的关系, U_i 极性为 $“+”$,即 VT_1 管的基极为 $“+”$,使 VT_1 管的集电极为 $“-”$ (图中以 \ominus 标出),即 VT_2 管的基极为 $“-”$,从而使 VT_2 管的集电极极为 $“+”$,经 C_2 的输出端极性为 $“+”$,经过 R_f 的反馈信号极性为 $“+”$,因为输入信号与反馈信号接在同一点,极性相同,所以该电路引入的反馈为正反馈。

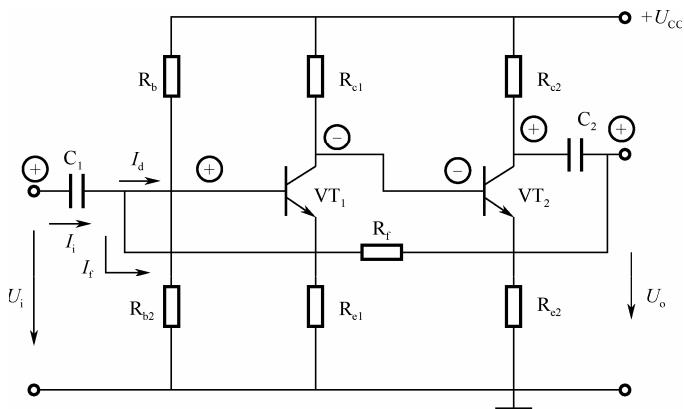


图 2-27 反馈极性的判别

2. 交流反馈与直流反馈

按照反馈信号的成分不同,可以将反馈分为直流反馈和交流反馈。如果放大电路的直流通路中存在反馈元件,说明该电路中有直流反馈。若交流通路中有反馈元件,说明该电路中有交流反馈,交流反馈会影响放大电路的交流性能。若反馈元件既存在于直流通路中,又存在于交流通路中,说明该元件具有交直流反馈。

在图 2-28 (a) 所示的电路中,反馈信号的交流成分被 C_e 旁路,在 R_e 上产生的反馈信号只有直流成分,因此该电路是直流反馈电路。

在图 2-28 (b) 所示的电路中,反馈信号通道仅能通过交流,不能通过直流,因而该电路为交流反馈电路。

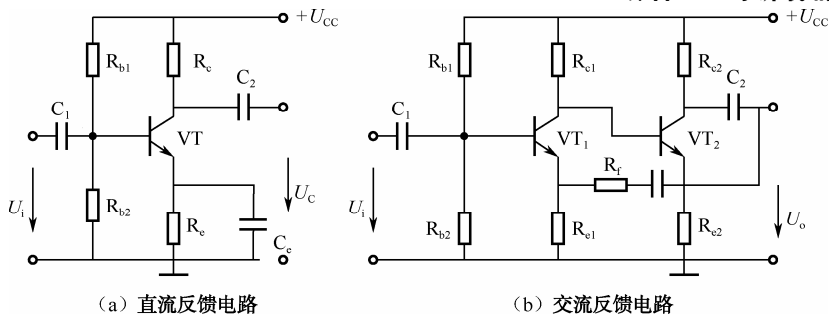


图 2-28 交流反馈与直流反馈电路

3. 电压反馈与电流反馈

按照反馈信号的成分不同，可以将反馈分为电压反馈和电流反馈。若反馈信号与输出电压成正比，就是电压反馈；若反馈信号与输出电流成正比，就是电流反馈。从另一个角度说，看反馈是对输出电压采样还是对输出电流采样，对应地分别称为电压反馈和电流反馈。

判断电压反馈和电流反馈，可采用负载电阻短路法。假设将负载电阻 R_L 短路，即使输出电压 $U_o=0$ 。此时若反馈信号不存在，则为电压反馈；若电路中仍然有反馈存在，则为电流反馈。

在图 2-29 (a) 所示的电路中，若输出电压 $U_o=0$ ，则反馈信号不存在，所以为电压反馈，而在图 2-29 (b) 所示的电路中，若输出电压 $U_o=0$ ，反馈仍存在，所以为电流反馈。

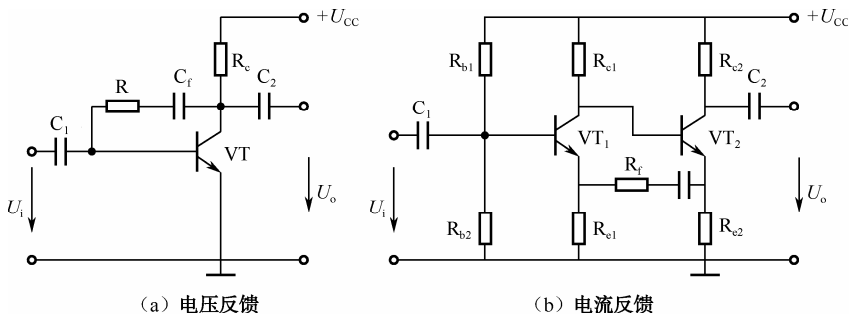


图 2-29 电压反馈与电流反馈

4. 串联反馈与并联反馈

按照反馈信号在输入回路中与输入信号相叠加的方式不同来划分，可以将反馈分为串联反馈和并联反馈。如果反馈信号与输入信号是以电压的形式相互作用的，则该电路为串联反馈；如果反馈信号与输入信号是以电流的形式相互作用的，则该电路为并联反馈。图 2-29 (a) 中的反馈为并联反馈，图 2-29 (b) 中的反馈为串联反馈。

由上面分析可知，在负反馈放大电路中，按反馈信号的输出取样方式和输入连接方式不同可以组成四种反馈阻态，即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈。还需说明的是，分成四种类型的负反馈是针对信号是单端输入的情况而言的，在信号双端输入的情况下，只区分为电压负反馈和电流负反馈两大类。

电压负反馈放大器具有恒压源的性质，而恒压源的内阻很小（理想情况下恒压源的内



阻为 0)。即：放大器的输出电阻因引入电压负反馈而减小了，这是电压负反馈的重要特点。电压串联负反馈具有输入电阻大、输出电阻小、输出电压稳定的特点。电压并联负反馈具有输入电阻小、输出电阻小、输出电压稳定的特点。电流负反馈放大器具有恒流源的性质，而恒流源的内阻很大（在理想情况下恒流源的内阻为 ∞ ），即放大器的输出电阻因引入电流负反馈而增大了，是电流负反馈的重要特点。电流串联负反馈具有输入电阻大、输出电阻大、输出电流稳定的特点。电流并联负反馈具有输入电阻小、输出电阻大、输出电流稳定的特点。

最后还应指出，输入端的信号源内阻对负反馈的反馈效果是有影响的。对于串联负反馈，反馈信号与输入信号以电压的形式叠加， $U_i = U_d + U_f$ ，若信号源内阻为 0，即为恒压源，则可使 U_i 恒定，这样 U_f 的增加量可全部转化为 U_d 的减少量，此时反馈效果最强。若信号源内阻较大，则 U_i 不恒定，这样 U_f 的增加量仅有一部分转化为 U_d 的减少量（另一部分则转化为 U_i 的增加量），因而反馈效果就弱了，信号源内阻越大，反馈效果越弱。因此，串联负反馈应采用内阻小的电压源作为信号源。对于并联负反馈，反馈信号与输入信号以电流的形式叠加， $I_i = I_d + I_f$ ，若信号源内阻为 ∞ ，即为恒流源，则可使 I_i 恒定，这样 I_f 的增加量可全部转化为 I_d 的减少量，此时反馈效果最强。若信号源内阻较小，则 I_i 不恒定，这样 I_f 的增加量仅有一部分转化为 I_d 的减少量（另一部分则转化为 I_i 的增加量），因而反馈效果就弱了，信号源内阻越小，反馈效果越弱。因此，并联负反馈应采用内阻大的电流源作为信号源。

2.6.3 负反馈放大电路的一般表达式

为了分析各种形式负反馈放大器的特性，可以把负反馈放大器抽象为图 2-27 所示的框图形式。图中主要包括基本放大电路和反馈网络两大部分。在图 2-30 中， \dot{X}_i 、 \dot{X}_o 、 \dot{X}_f 、 \dot{X}_d 分别表示放大器的输入量、输出量、反馈量及净输入量。这些量均为一般化的信号，它们可以是电压，也可以是电流。 \dot{A} 为基本放大电路的放大倍数， \dot{F} 为反馈系数。为了适用于更一般的情况，都用向量形式表示。

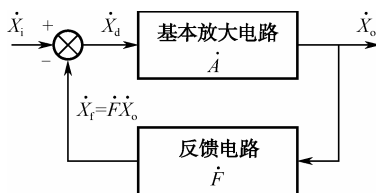


图 2-30 负反馈放大器框图

由负反馈放大器的框图所能确定的关系式有：

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f \quad (2-50)$$

$$\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d} \quad (2-51)$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \quad (2-52)$$

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} \quad (2-53)$$



由式(2-50)~式(2-53)可得:

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d + \dot{X}_r} = \frac{\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}}{1 + \frac{\dot{X}_r \dot{X}_o}{\dot{X}_o \dot{X}_d}}$$

即

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \quad (2-54)$$

式(2-54)为负反馈放大器放大倍数(即闭环放大倍数)的一般表达式,它反映了闭环放大倍数与开环放大倍数及反馈系数之间的关系。

在式(2-54)中, $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 是开环放大倍数与闭环放大倍数幅值之比,它反映了反馈对放大电路的影响程度,称为反馈深度,下面分几种情况讨论。

(1) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| > 1$, 则 $|\dot{A}_r| < |\dot{A}|$, 说明引入反馈后,闭环放大倍数减小了,这种情况为负反馈。

(2) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| < 1$, 则 $|\dot{A}_r| > |\dot{A}|$, 说明引入反馈后,闭环放大倍数增加了,这种情况为正反馈。

(3) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$, 则闭环放大倍数 $|\dot{A}_r| \rightarrow \infty$ 。说明即使没有输入信号,放大电路也有信号输出,这种强烈的正反馈作用使放大电路产生自激振荡,放大电路产生自激振荡破坏了放大电路的正常工作,一般情况下是应当避免或消除的。但是电路在没有外加输入信号的情况下可以自行产生输出信号,可以利用这一性质制成信号发生器。

(4) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$, 于是负反馈放大电路的闭环放大倍数近似为:

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad (2-55)$$

这说明,在深度负反馈条件下,闭环放大倍数仅由反馈系数决定,而几乎与 \dot{A} 无关。因此,深度负反馈时,放大器的闭环放大倍数比较稳定。

2.6.4 负反馈对放大电路性能的影响

1. 提高放大倍数的稳定性

负反馈能提高放大倍数的稳定性,可由下面的公式推导结果来说明,将(2-54)式对 A 求导,有:

$$\frac{dA_r}{dA} = \frac{1}{(1 + AF)^2}$$

即:

$$dA_r = \frac{dA}{(1 + AF)^2}$$

两边除以 A_r 得:

$$\frac{dA_r}{A_r} = \frac{1}{(1 + AF)} \cdot \frac{dA}{A} \quad (2-56)$$



式(2-56)表明,负反馈放大器的闭环放大倍数的相对变化量 dA_f/A_f 是开环放大倍数相对变化量 dA/A 的 $1/(1+AF)$,即负反馈的引入使放大器的放大倍数稳定性提高到了 $(1+AF)$ 倍。

2. 展宽通频带

无反馈时,由于电路中电抗元件的存在,以及寄生电容和晶体管结电容的存在,会造成放大器放大倍数随频率而变,使中频段放大倍数较大,而高频段和低频段放大倍数较小。

加入负反馈后,由于反馈系数 F 是固定的,负反馈使输出信号减小,其反馈到输入端的信号也按比例减小,致使高频和低频段净输入信号相应地增大,使放大电路输出下降程度比不加负反馈时要小,幅频特性变得比较平坦,相当于通频带得以展宽,如图 2-31 所示。

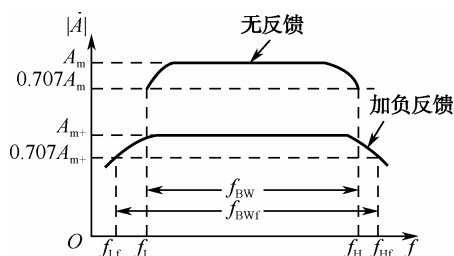


图 2-31 负反馈展宽通频带

3. 减小非线性失真

由于放大电路中的元件(如晶体管)具有非线性,所以放大电路的输出与输入之间不是线性关系,电路将产生非线性失真。引入负反馈后,这种失真可以减小。

图 2-32(a)中,输入信号 \dot{X}_i 为标准正弦波,经基本放大器放大后的输出信号 \dot{X}'_o 产生了前半周大、后半周小的非线性失真。若引入了负反馈,如图 2-32(b)所示,失真的输出波形反馈到输入端,在反馈系数不变的前提下,反馈信号 \dot{X}_f 也将是前半周大、后半周小,失真了的反馈信号 \dot{X}_f 与原输入信号 \dot{X}_i 在输入端叠加,产生的净输入信号 \dot{X}_d 就会前半周小、后半周大。这样的净输入信号经过基本放大器放大后,二者相互补偿,因而可使输出的波形前后两半周幅度趋于一致,接近原输入的标准正弦波,从而减小了非线性失真。

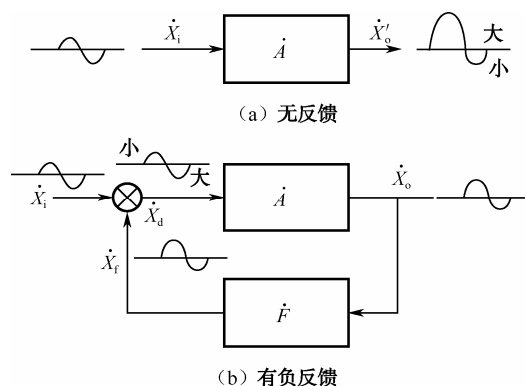


图 2-32 负反馈减小非线性失真



4. 抑制放大电路内部的干扰和噪声

在放大电路中，三极管与电阻器等元件由于载流子的热运动，将使输出信号中出现不规则的信号，通常称为噪声信号。另外，直流电源电压中往往存在微小的交流电压分量，使电源电压可能不够稳定，因而对输出信号也有影响，这种现象称为电源干扰。噪声对放大电路是有害的，但它的影响并不单纯由噪声本身的大小来决定，而与外加信号的强弱有关。当外加信号幅度较大时，噪声的影响较小，反之影响较大。工程上常用放大电路输出端的信号功率与噪声功率的比值来反映其影响，这个比值称为信噪比，即

$$\text{信噪比} = \text{信号功率} / \text{噪声功率}$$

当然引入负反馈后，有用的信号功率与噪声功率将同时减小，但是有用信号的减小可以通过增大有用输入信号来补偿，而噪声的幅值是固定的，从而使信噪比增大，减小了干扰和噪声的影响。

5. 负反馈对输入电阻和输出电阻的影响

1) 对输入电阻的影响

负反馈对输入电阻的影响取决于输入端的连接方式是串联还是并联。这里以串联负反馈为例，如图 2-33 所示是串联负反馈框图。由图可知，开环放大器的输入电阻为

$$r_i = \frac{\dot{U}_d}{\dot{I}_i}$$

反馈放大器的输入电阻为：

$$r_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_d + \dot{U}_f}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_d + \dot{F}\dot{X}_o}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_d + \dot{A}\dot{F}\dot{U}_d}{\dot{I}_i} = (1 + \dot{A}\dot{F}) \frac{\dot{U}_d}{\dot{I}_i} = (1 + \dot{A}\dot{F}) r_i \quad (2-57)$$

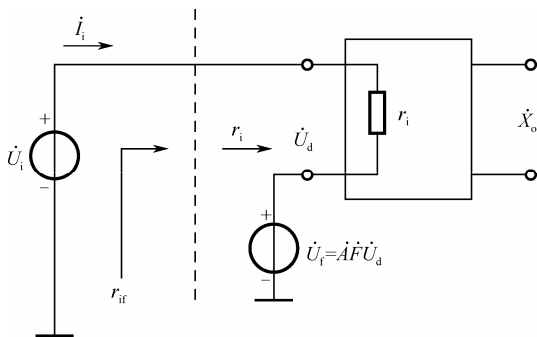


图 2-33 串联负反馈框图

式 (2-57) 表明，引入串联负反馈后，放大器的输入电阻是未加反馈时的 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 倍，使输入电阻增大。同理可证明并联负反馈使输入电阻减小。

2) 对输出电阻的影响

负反馈对输出电阻的影响取决于反馈信号取自输出电压还是输出电流。若反馈信号取自输出电压，则具有稳定输出电压的作用，使其接近于恒压源，其内阻很小，所以使输出电阻减小；若反馈信号取自输出电流，则具有稳定输出电流的作用，使其接近于恒流源，其内阻较大，所以使输出电阻增大。



实验 5 阻容耦合两级放大电路/负反馈放大器电路测试

1. 实验目的

- (1) 掌握多级放大电路的级间耦合方式；
- (2) 能运用常用测量仪器测量阻容耦合多级放大电路静态工作点；
- (3) 能使用常用测量仪器测量阻容耦合多级放大电路电压放大倍数及加反馈之后的电压放大倍数；
- (4) 能用示波器观察输出信号的波形。

2. 实验设备

- (1) +12 V 直流电源；
- (2) 函数信号发生器；
- (3) 双踪示波器；
- (4) 交流毫伏表；
- (5) 直流电压表、电流表；
- (6) 实验用线路板。

3. 实验内容

1) 测量静态工作点

图 2-34 所示为实验电路，在实验台上固定线路板，取电源 $U_{CC}=+12\text{ V}$ ， $U_i=0$ ，用直流电压表分别测量第一级、第二级的静态工作点，记入表 2-9 中。

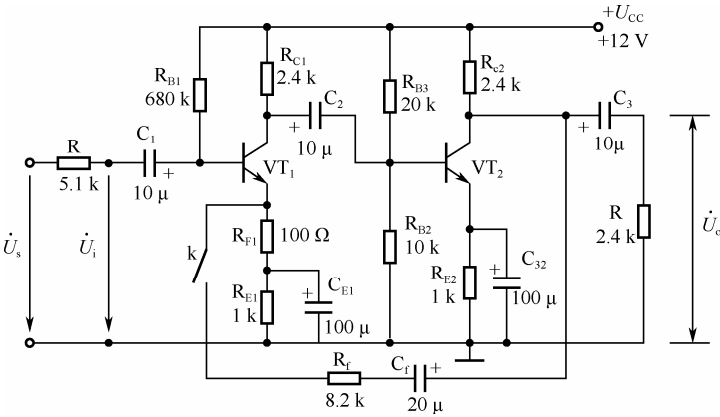


图 2-34 带有电压串联负反馈的二级阻容耦合放大器

表 2-9 静态工作点测试

	$U_B(\text{V})$	$U_E(\text{V})$	$U_C(\text{V})$	$I_C(\text{mA})$
第一级				
第二级				



2) 测试阻容耦合二级放大电路的电压放大倍数

将图 2-34 中的开关 K 置于开状态, 在放大电路输入端加信号 U_s (约 10 mV), 用示波器观察输出信号波形, 在不失真的条件下, 测量输出电压 U_o 及 U_i , 将数据填入表 2-10 中。

表 2-10 阻容耦合二级放大电路测试

阻容耦合二级放大器	U_s (mV)	U_i (mV)	U_o (V)	A_u

3) 测试二级负反馈放大电路的电压放大倍数

在上述测试基础上, 将开关 K 闭合, 用示波器观察输出信号波形的变化, 测量输出电压 U_o 及 U_i , 将数据填入表 2-11 中。

表 2-11 二级负反馈放大电路测试

二级负反馈放大电路	U_s (mV)	U_i (mV)	U_o (V)	A_{uf}

4) 观察负反馈对非线性失真的改善

(1) 将开关 K 打开, 电路接成基本放大器形式, 在输入端加入 $f=1$ kHz 的正弦信号, 输出端接示波器, 逐渐增大输入信号的幅度, 使输出波形开始出现失真, 记下此时的波形, 测量输出电压值。

(2) 将开关 K 闭合, 观察输出波形, 测量输出电压值, 比较有负反馈时, 输出波形的变化及输出电压的变化。

4. 实验报告

- (1) 整理实验数据;
- (2) 根据实验结果, 总结负反馈对放大器性能的影响。

2.7 功率放大电路

通常一个实用的电子放大系统都是一个多级放大电路, 多级放大电路中间级一般对小信号进行放大, 称为电压放大电路。而多级放大电路的最后一级要带一定的负载 (如扬声器、电动机、继电器等), 为使负载能正常工作, 必须输出一定的功率, 这种用来放大功率的放大器称为功率放大器, 因此多级放大电路的最后一级即输出级, 都是由功率放大器组成的。从能量控制和信号放大的观点看, 功率放大器和电压放大器没有本质的区别, 只是它们要完成的任务不同, 电压放大电路的主要任务是使负载得到较大的不失真的电压信号, 讨论的主要技术指标是电压放大倍数、输入电阻和输出电阻等, 因为是小信号放大, 所以电路中的放大管工作在 Q 点附近的小范围之内, 分析方法以微变等效电路为主; 而功率放大器不同, 它的主要任务是向负载提供足够大的功率, 通常是多级放大电路的最后一级, 在大信号状态下工作, 所以功率放大电路与电压放大电路相比



有其自身的特点。

2.7.1 功率放大器的特点及分类

1. 功率放大器的特点

1) 输出功率要大

为了给负载提供足够的功率, 要求功放管要有很大的电压变化范围和电流变化范围, 所以它们常常工作在大信号状态或接近极限运用状态。

2) 效率要高

功率放大器的效率指功率放大器输出给负载的功率和电源提供的直流功率之比, 比值越大, 效率越高。对小信号的电压放大器而言, 由于输出功率较小, 电源提供的直流功率较小, 效率问题不太突出, 而在输出功率较大时, 效率问题尤为突出, 如果效率不高, 消耗在电路元件和功放管集电结上的电能转换成热量, 会使管子、元件的温度升高, 影响电路的工作, 因此希望减小三极管的损耗功率, 提高能量转换效率。

3) 非线性失真要小

功率放大器在大信号状态下工作, 电压和电流的幅值都很大, 很容易产生非线性失真, 因此把非线性失真限制在允许的范围内成为功率放大器的一个主要问题。

4) 功放管的散热和保护

在功率放大器中, 因为三极管的集电极消耗功率较大, 所以结温和管壳的温度会升高, 为了保证电路正常工作, 必须考虑其散热问题, 另外因为功放管承受的电压和电流大, 还必须考虑三极管的保护问题。

2. 功率放大器的分类

根据放大管的工作状态不同, 功率放大器可分为甲类功率放大器、乙类功率放大器和甲乙类功率放大器。

1) 甲类放大器

如果在输入信号的整个周期内都有电流流过, 这种工作方式为甲类放大, 其波形如图 2-35 (a) 所示, 甲类功率放大电路中功放管的静态工作点位于特性曲线的放大区, 工作点的移动范围也在放大区, 同时整个周期内, 均有电流 i_c 通过功放管, 并且电流始终不断为电路提供功率, 在没有输入信号时, 这些功率全部消耗在管子和电阻上, 使电路产生较大的功率损耗, 因此效率比较低。

2) 乙类放大器

如果在输入信号的整个周期内只有半个周期有电流通过三极管, 这种工作方式为乙类放大, 其波形如图 2-35 (b) 所示, 乙类放大电路中功放管静态工作点位于截止区边缘, 即 $I_{BQ}=0$, $I_{CQ}=0$, 因此在整个周期内只能半个周期有电流 i_c 通过功放管, 在没有信号输入时, 功放管的静态集电极电流 $I_{CQ}=0$, 没有管耗, 因此效率比较高, 但这种工作方式输出波形失真较严重。



3) 甲乙类放大器

如果在输入信号的整个周期内, 大于半个周期有电流通过三极管, 这种工作方式为甲乙类放大, 其波形如图 2-35 (c) 所示, 甲乙类放大电路中功放管的静态工作点位于放大区中靠近截止区的位置, 因此在大于半个周期内有电流 i_c 通过功放管, 因为静态时 I_{CQ} 的值较小, 所以管耗较小, 因此效率也比较高, 这种工作方式输出波形也有一定的失真, 但比乙类工作方式有所改善。

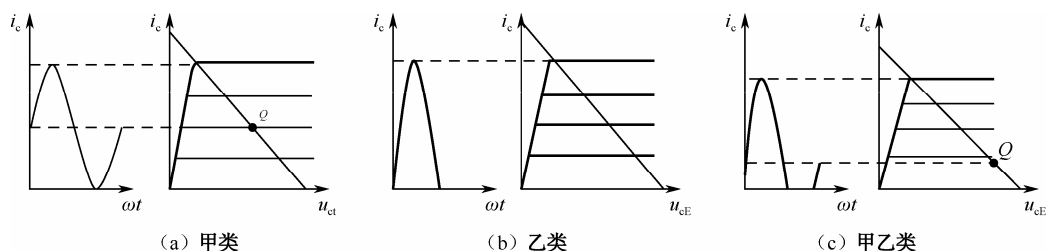


图 2-35 功率放大器的分类

2.7.2 乙类双电源互补对称功率放大器 (OCL)

1. 电路组成

乙类双电源互补对称功率放大器如图 2-36 所示, 电路由一个 NPN 型三极管和一个 PNP 型三极管组成, 两管的基极和发射极分别连接在一起, 输入信号从两管的基极输入, 输出信号从两管的发射极输出, 电路中的 R_L 为负载电阻器, 这实际上是由两个工作在乙类状态的射极输出器组合而成的, 要求电路中正负电源对称, 两个三极管的特性一致。

2. 工作原理

1) 静态

由于基极没有偏置, 所以 $I_{BQ}=0$, $I_{CQ}=0$, 三极管 VT_1 , VT_2 处于截止状态, 又因为三极管 VT_1 、 VT_2 特性一致, 并且电路对称, 所以三极管的发射极电位 $U_E=0$, R_L 中没有静态电流, 因为三极管 VT_1 、 VT_2 工作在乙类状态, 故电路中没有静态损耗。

2) 动态

在输入信号 u_i 的作用下, 两个三极管轮流导通。在 u_i 信号正半周时, 三极管 VT_1 的发射结正向偏置, 其工作状态由截止变为导通, 而三极管 VT_2 因为发射结被反向偏置而截止, 正电源通过三极管向负载 R_L 提供正半周电流 i_{C1} , 如图 2-36 中实线所示, 形成输出电压 u_o 的正半周。同理, 在 u_i 信号负半周时, 三极管 VT_2 因发射结被正向偏置而由截止变为导通, 三极管 VT_1 因发射结被反向偏置而截止, 负电源通过三极管 VT_2 向负载 R_L 提供负半周电流 i_{C2} , 如图 2-36 中虚线所示, 形成输出电压 u_o 的负半周, 这样在输入信号 u_i 的整个周期内, 三极管 VT_1 和 VT_2 轮流导通, 形成电流 i_{C1} 和 i_{C2} , 以正反两个不同的方向交替流过负载电阻 R_L , 在输出端合成为一个完整的正弦波信号, 所以图 2-36 所示电路称为互补对称功率放大电路。这种电路又称为无输出电容的功率放大电路, 即 OCL (Output Capacitor Less) 电路。

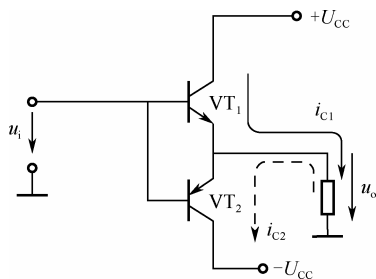


图 2-36 乙类双电源互补对称功率放大器

但是电路在工作时, 输出信号波形在两个三极管 VT_1 、 VT_2 交接导通处出现了失真, 原因是三极管 VT_1 和 VT_2 的输入特性存在死区, 在输入信号 u_i 正半周时, 正向电压必须大于三极管 VT_1 的阈值电压, VT_1 才能导通; 同理, 在输入信号负半周时, 负向电压必须大于三极管 VT_2 的阈值电压, VT_2 才能导通, 而阈值电压的大小与半导体材料有关, 硅管的阈值电压约为 0.5 V , 锗管的阈值电压约为 0.1 V , 因此在输入信号值低于阈值电压期间, 三极管 VT_1 和 VT_2 都截止, 输出电压为零, 出现了两管交替工作衔接不好的现象, 输出信号波形出现了失真。如图 2-37 所示, 这种失真称为交越失真。

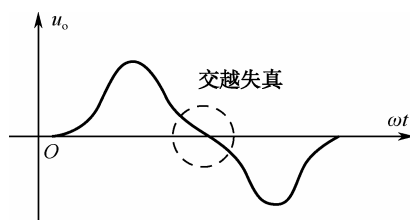


图 2-37 交越失真

3. 分析计算

1) 最大输出功率 P_{om}

当输入信号 u_i 的幅值足够大时, 功放管处于极限状态, 负载上获得最大输出电压, 其幅值近似为电源电压, 这时的输出功率为最大输出功率。

$$P_{om} = \frac{1}{2} \frac{(U_{CC} - U_{CES})^2}{R_L} \approx \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \quad (2-58)$$

2) 直流电源提供的功率 P_u

由于在一个周期三极管 VT_1 和 VT_2 轮流导通, 每个功放管只工作半个周期, 所以每个电源只供给输出电流的半波, 它的平均值为 $I_{om}/\pi = U_{om}/\pi R_L$, 因此在一个周期内两个直流电源提供的平均功率为:

$$P_u = 2U_{CC} \frac{I_{om}}{\pi} = \frac{2}{\pi} U_{CC} \frac{U_{om}}{R_L} \quad (2-59)$$

当输出功率最大时, 直流电源提供的功率也最大, 为:

$$P_{um} = \frac{2}{\pi} U_{CC} \frac{(U_{CC} - U_{CES})}{R_L} \approx \frac{2}{\pi} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \quad (2-60)$$



3) 效率

效率是输出功率 P_o 与直流电源提供的功率之比, 输出最大功率时对应的效率为最大效率。

$$\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{um}} \quad (2-61)$$

理想情况下 (即忽略三极管的饱和压降和穿透电流) 最大效率为:

$$\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{um}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (2-62)$$

4) 管耗

管耗是直流电流提供的功率减去输出功率, 即:

$$P_T = P_u - P_o \quad (2-63)$$

当输出最大功率时, 总管耗 P'_T 为 (理想情况下):

$$P'_T = P_{um} - P_{om} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{4 - \pi}{2\pi} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \quad (2-64)$$

但是需注意, 输出功率最大时管耗并不是最大的, 而是当输出电压幅值为 $\frac{2}{\pi} U_{CC}$ 时管耗最大, 与最大输出功率的关系为:

$$P_{Tm} \approx 0.4 P_{om} \quad (2-65)$$

每个管子的最大管耗为:

$$P_{Tm1} \approx 0.2 P_{om} \quad (2-66)$$

实例 2-6 有一乙类互补对称功率放大电路 (OCL) 如图 2-36 所示, 直流电流 $U_{CC}=18\text{ V}$, 负载电阻 $R_L=8\ \Omega$, 功放管的饱和压降 $U_{CES}=1\text{ V}$, 求电路的最大输出功率, 最大输出功率时直流电源提供的功率、效率和总管耗。

解: 由式 (2-58) 求得最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{1}{2} \frac{(U_{CC} - U_{CES})^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{(18-1)^2}{8} = 18.1\text{ (W)}$$

由式 (2-60) 求得直流电源提供的总功率为

$$P_{um} = \frac{2}{\pi} U_{CC} \frac{(U_{CC} - U_{CES})}{R_L} = \frac{2}{3.14} \times 18 \times \frac{(18-1)}{8} = 24.4\text{ (W)}$$

由式 (2-61) 求出效率为

$$\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{um}} = \frac{18.1}{24.4} \approx 74.3\%$$

由式 (2-63) 可以求出最大输出功率时的总管耗 P_T 为

$$P_T = P_{um} - P_{om} = 24.4 - 18.1 = 6.3\text{ (W)}$$

4. 甲乙类互补对称功率放大器

在前面分析的乙类双电源互补对称功率放大电路中, 存在交越失真问题, 为了消除或减小交越失真, 在三极管的基极之间串联两个二极管 (或者二极管和电阻器的组合) 电路, 如图 2-38 所示, 这样静态时为三极管 VT_1 和 VT_2 提供一定的正向偏压, 使两个三极管



静态时都处在微导通状态，因为电路结构对称，两管的静态电流相等，负载上没有静态电流，输出电压 $U_o=0$ ；动态时，因为二极管 VD_1 和 VD_2 动态电阻很小，可以认为三极管 VT_1 和 VT_2 的基极交流电位基本相等（即 b_1 和 b_2 对交流信号而言是等电位的），当信号正半周时， b 点电位升高， U_{BE1} 增加，使三极管 VT_1 导通，向负载提供正本周的电流，同时 U_{BE2} 逐渐减小，最后截止。同理，当信号负半周时， b 点电位降低， U_{BE2} 逐渐增加，使 VT_2 导通，向负载提供负半周的电流，同时 U_{BE1} 逐渐减小，最后截止。在上述过程中，三极管 VT_1 和 VT_2 的导通时间都大于半个周期，即有一定的交替时间，使波形变得平滑，从而克服了交越失真，电路的工作状态为甲乙类，所以称为甲乙类双电源互补对称功率放大电路。为了提高效率，在设置偏置时应使其尽量接近乙类工作状态，所以电路最大输出功率、电源提供的功率、效率和管耗的计算方法与乙类放大电路相同。

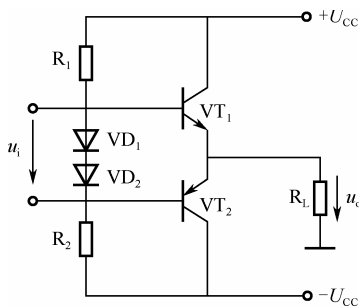


图 2-38 甲乙类双电源互补对称功率放大器

2.7.3 单电源互补对称功率放大电路（OTL）

在前面讨论的如图 2-38 所示的电路中，为使用方便，简化电路，可以采用单电源供电的互补对称功率放大电路，如图 2-39 所示，与图 2-38 相比，少了负电源（ $-U_{CC}$ ），在三极管 VT_1 和 VT_2 的发射极与负载电阻器 R_L 之间，增加了电容器 C ，这种电路通常称为无输出变压器电路，即 OTL（Output Transform Less）电路。静态时，调整电路参数，使二极管静态时的发射极电位为 $0.5U_{CC}$ ，电容器两端的电压等于 $0.5U_{CC}$ ；动态时，输入信号正半周时三极管 VT_1 导通， VT_2 截止， VT_1 以射极输出器的形式向负载提供正向信号，得到输出电压的正半周，同时对电容器 C 充电；当输入信号负半周时，三极管 VT_1 截止， VT_2 导通，电容器放电，充当 VT_2 管的直流工作电源，使三极管 VT_2 也以射极输出器的形式向负载提供负向信号，得到输出电压的负半周。这样就实现了双向跟随，在负载上得到一个完整的输出信号波形。

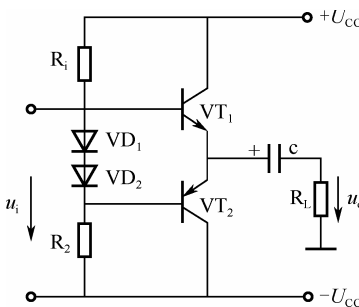


图 2-39 单电源互补对称功率放大器



根据上面的分析可知：单电源互补对称功率放大电路与双电源互补对称功率放大电路的工作原理相似，所以其最大输出功率、直流电源提供功率、效率、管耗的计算方法与双电源供电电路相同，不同的是，因为此时每个管子的工作电压已不是 U_{CC} 而是 $0.5U_{CC}$ ，输出电压最大只能达到 $0.5U_{CC}$ ，所以需将各计算公式中的 U_{CC} 用 $0.5U_{CC}$ 代替。

2.7.4 准互补对称功率放大器

在互补对称电路中，对功放管的耐压、电流容量和允许的功率损耗都有较高的要求，所以通常采用中功率或大功率三极管，这样就出现了以下的问题：一是对于大功率的 NPN 型和 PNP 型功率管，要做到即互补又特性一致非常困难，尤其是当一个为硅管另一个是锗管时，就更难实现；二是当有 12 V 的输出电压（正弦波有效值）加到 $8\ \Omega$ 的负载上时，将有有效值为 1.5 A 的电流通过功率管，其峰值可达到 2.12 A，设功放管的 β 值为 30，则要求基极的推动电流为 $2.12/30 \approx 70\text{ mA}$ ，这样大的电流如果由前级放大电路来提供，是无法实现的，为解决上述问题，可采用由复合管组成的准互补对称功率放大电路。准互补对称功率放大电路如图 2-40 所示。

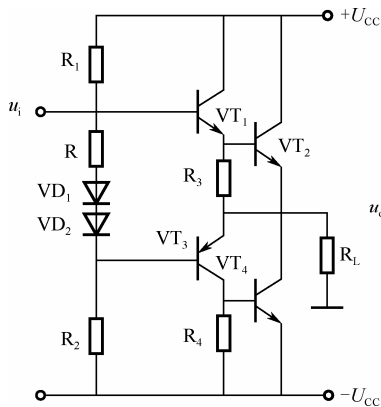


图 2-40 准互补对称功率放大电路

图 2-40 中由三极管 VT_1 和 VT_2 组成 NPN 型复合管，代替图 2-38 中的三极管 VT_1 ， VT_3 和 VT_4 组成 PNP 型复合管，代替图 2-38 中的三极管 VT_2 ，其中 VT_1 和 VT_3 是一对不同类型的小功率三极管，而 VT_2 和 VT_4 是一对相同类型的大功率三极管，所以其特性容易做到一致，从原理上讲由复合管组成的准互补对称功率放大电路中不需要接入电阻器 R_3 和 R_4 ，接入这两个电阻器主要是为了减小三极管的损耗。

实验6 功率放大电路的测试

1. 实验目的

- (1) 进一步掌握 OTL 功率放大器的工作原理；
- (2) 掌握 OTL 电路的静态工作点调试及测度方法；
- (3) 掌握电路最大输出功率及效率的测试方法。



2. 实验设备与器件

- (1) +5V 直流电源;
- (2) 直流电压表;
- (3) 函数信号发生器;
- (4) 直流毫安表;
- (5) 双踪示波器;
- (6) 交流毫伏表;
- (7) 实验电路板;
- (8) 8Ω扬声器。

3. 实验内容

实验电路如图 2-41 所示。在实验台上固定实验线路板, 接通+5V 电源。

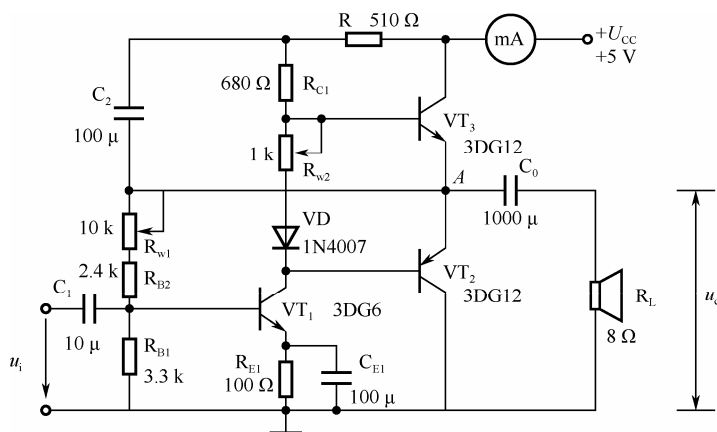


图 2-41 OTL 功率放大器实验电路

1) 静态工作点的测试

(1) 调节输出端中点电位 U_A 。调节电位器 R_{W1} , 用直流电压表测量 A 点电位, 使 $U_A = \frac{1}{2} U_{CC}$ 。

(2) 调整输出级静态电流, 测试各级静态工作点。调节 R_{W2} , 使 VT_2 、 VT_3 的 $I_{C2}=I_{C3}=5 \sim 10 \text{ mA}$ 。从减小交越失真角度而言, 应适当加大输出极静态电流, 但该电流过大会使效率降低, 所以一般以 $5 \sim 10 \text{ mA}$ 为宜。由于毫安表串联在电源进线中, 因此测得的是整个放大器的电流, 但一般 VT_1 的集电极电流 I_{C1} 较小, 从而可以把测得的总电流近似为末级的静态电流。如果要准确得到末级静态电流, 则可从总电流中减去 I_{C1} 。

调整输出级静态电流的另一方法是动态调试法。先使 $R_{W2}=0$, 在输入端接入 $f=1 \text{ kHz}$ 的正弦信号 u_i 。逐渐加大输入信号的幅值, 此时, 输出波形应出现较严重的交越失真 (注意: 不是饱和失真或截止失真), 然后缓慢增大 R_{W2} , 当交越失真刚好消失时, 停止调节 R_{W2} , 恢复 $u_i=0$, 此时直流毫安表读数即为输出级静态电流。一般数值应在 $5 \sim 10 \text{ mA}$, 如果过大, 则要检查电路。



项目2 对讲机的制作与调试

(3) 测试各级静态工作点。输出级电流及 A 点电位调好以后, 测量各级静态工作点, 记入表 2-12 中。

表 2-12 各级静态工作点 ($I_{C2}=I_{C3}=\underline{\hspace{1cm}}\text{mA}$, $U_A=2.5\text{V}$)

	T_1	T_2	T_3
$U_C (\text{V})$			
$U_B (\text{V})$			
$U_E (\text{V})$			

在进行上述测试时, 应注意以下几点。

- ① 在调整 R_{W2} 时, 一是要注意旋转方向, 不要调得过大, 更不能开路, 以免损坏输出管。
- ② 输出管静态电流调好后, 如果无特殊情况, 不得随意旋动 R_{W2} 的位置。

2) 最大输出功率 P_{om} 和效率 η 的测试

(1) 测量 P_{om} 。输入端接 $f=1\text{kHz}$ 的正弦信号 u_i , 在输出端用示波器观察输出电压 u_o 的波形。逐渐增大 u_i , 使输出电压达到最大不失真输出, 用交流毫伏表测出负载 R_L 上的电压 U_{om} , 则:

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$$

(2) 测量 η 。当输出电压为最大不失真输出时, 读出直流毫安表中的电流值, 此电流即为直流电源供给的平均电流 I_o (有一定误差), 由此可近似求得 $P_E=U_{CC}I_o$, 再根据上面测得的 P_{om} , 即可求出:

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E}$$

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据。
- (2) 理论计算最大不失真输出功率 P_{om} , 并与测量值进行比较, 分析误差原因。

项目实施

1. 实施目的

- (1) 掌握常用电子元器件 (二极管、三极管、电阻器、电容器、电位器等) 的检测方法;
- (2) 能运用所学知识分析电路的工作原理;
- (3) 了解小型电子电路装配工艺流程;
- (4) 熟悉电路板装配工艺要求;
- (5) 掌握放大电路、负反馈电路、功率放大电路的调试、测试方法;
- (6) 能分析排查电路常见故障, 具有一定的团队合作意识、安全意识、环保意识。

2. 所需设备与元件

- (1) 工具、仪器。



- ① 万用表；
- ② 直流稳压电源；
- ③ 晶体管毫伏表；
- ④ 示波器；
- ⑤ 信号发生器；
- ⑥ 常用电子组装工具一套（电烙铁、尖嘴钳等）。

(2) 元件。

在本项目实施中用到的元件如表 2-13 所示。

表 2-13 元件明细表

标 号	名 称	规 格	标 号	名 称	规 格
R ₁	电阻器	130 kΩ	VT ₁	三极管	3DX201B
R ₂	电阻器	156 kΩ	VT ₂	三极管	3DX201B
R ₃	电阻器	12 kΩ	VT ₃	三极管	3DG12
R ₄	电阻器	56 Ω	VT ₄	三极管	3DG12
R ₅	电阻器	5.6 kΩ	VT ₅	三极管	3AX81
R ₆	电阻器	68 kΩ	C	电容器	10 μF
R ₇	电阻器	27 kΩ	C ₁	电容器	10 μF
R ₈	电阻器	3.3 kΩ	C ₂	电容器	10 μF
R ₉	电阻器	1.5 kΩ	C ₃	电容器	10 μF
R ₁₀	电阻器	200 kΩ	C ₄	电容器	470 μF
R ₁₁	电阻器	5.1 kΩ	C _{e1}	电容器	100 μF
R ₁₂	电阻器	1.2 kΩ	C _{e2}	电容器	100 μF
R ₁₃	电阻器	470 Ω	C _{e3}	电容器	100 μF
R ₁₄	电阻器	100 Ω	C _f	电容器	10 μF
R _f	电阻器	5.6 kΩ		电路板	
R	电位器	4.7 kΩ		焊料，助焊剂	
K	双刀双掷开关	2×2		电源线及插头	
Y ₁	电动式扬声器	8 Ω			
Y ₂	电动式扬声器	8 Ω			

3. 电路工作原理分析

1) 对讲机电路原理图

对讲机电路原理图如图 2-42 所示，其核心部分是放大器，放大器将输入的微弱信号放大，使扬声器发声。K 为双刀双掷开关，根据 K 的位置不同，改变 Y₁、Y₂ 与放大电路连接的位置，使 Y₁、Y₂ 交替作为话筒和扬声器使用。当 K 在图示位置时，Y₂ 通过 K 接到放大器的输入端，作为话筒使用，Y₁ 则接在输出端作为扬声器使用；当 K 拨到另一位置时，则 Y₁ 作为话筒使用，Y₂ 作为扬声器使用。

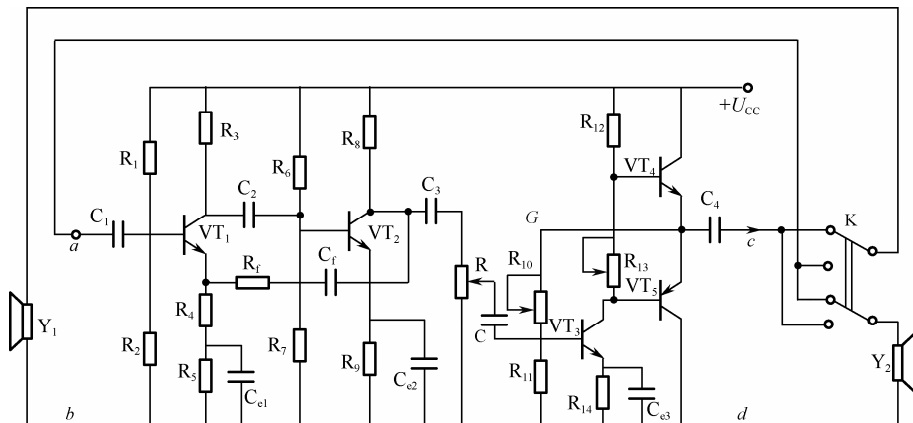


图 2-42 对讲机电路原理图

2) 电路工作原理分析

(1) 输入级。在放大器中，三极管 VT_1 是放大电路中的第一级，其输入端与传感器（作为话筒的 Y_1 或 Y_2 ）相连，负责接收输入信号，故也称为输入级，其主要作用是接收信号并对信号进行放大。

(2) 中间级。三极管 VT_2 将输入级输出的电压信号进行再次放大，然后传给下一级电路，故这级称为中间级，其主要作用是放大信号。

(3) 输出级。三极管 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 组成 OTL 功率放大电路，将前置级的电压信号进行功率放大，带动扬声器发出声音，因此这一级称为功率输出级，主要作用是功率放大。

4. 电路焊接工艺要求

1) 工艺流程

本项目实施中，完成工作任务时要遵循的工艺流程为：

熟悉工艺要求→准备工作→绘制装备草图→核对元器件数量、规格、型号→元器件检测→元器件的预加工→焊接（连接）电路→调试、测试。

2) 工艺要求

(1) 电子元器件的标记和色码部位应朝上，色环电阻器的色环标志顺序方向一致；电阻器、二极管均采用水平安装方式，高度为元件体离板面 4 mm 左右。

(2) 电容器、三极管必须采用垂直安装方式，高度为低部离板面 3~7 mm 左右。

(3) 元器件间的距离不能小于 2 mm，引线间距离要大于 3 mm。

(4) 所有焊点均采用直角焊，焊接完成后剪去多余引脚，留头在焊面上 0.5 mm~1 mm，且不能损伤焊接面。

(5) 保证焊接可靠，无漏焊、短路现象。

5. 实施过程

1) 准备工作

(1) 熟悉工艺要求。要认真阅读电路原理图和工艺要求。

(2) 绘制装配草图。按印制电路板实样 1:1 的比例，在图纸上绘制装配草图，由输入



端开始向输出端逐步确定元件位置，每个安装孔只能插一个元器件引脚。

(3) 准备工作台。将工作台整理有序，准备好需要的工具和物品。

(4) 清点元件。按表 2-13 所示的配套元件明细表核对元件数量和规格。

(5) 元件检测。本项目实施中电阻器、电容器、二极管、三极管的检测方法与项目 1 中的相同，不再重复。

(6) 元器件位置确定

在装配草图上对应电路原理图，按顺序摆放好元器件，注意极性及连接关系应与电路原理图一致。

2) 焊接（或连接）电路

焊接时，一手拿烙铁，一手拿焊锡丝，手握电烙铁的手柄，绝不能握在金属部分。实施焊接时按五步法进行。

(1) 准备施焊：准备好焊锡丝，预热好电烙铁。

(2) 加热焊件：用烙铁接头触焊接点，使印制电路板上的元器件引脚均匀受热。

(3) 加焊锡：当焊件加热到一定温度后，将焊料置于焊点，使焊料熔化并湿润焊点。

(4) 去焊锡：当熔化一定量的焊锡后，将焊锡丝移开。

(5) 去烙铁：当焊锡完全湿润焊点后朝大致 45° 的方向移开电烙铁。

电路焊接时，要严格按照要求将元器件逐个焊接到印制电路板上，元器件焊接顺序一般为先小后大、先低后高、先易后难、先一般后特殊，如先焊接卧式电阻器、二极管，其次焊接电容、三极管，再焊接大电容器，若有集成电路，要最后焊接。

3) 电路测试

(1) 测试内容

① 输入级、中间级。测量输入级、中间级的静态电路点，输入、输出电压值，观察输入、输出电压波形。

② 输出级。测量输出级的静态工作点，输出功率，观察输出电压波形。

(2) 调试方法。

① 输入级、中间级的调试。在电路中，输入级和中间级的静态通常不必调整就可以正常工作，动态调试可在电路输入端输入频率约 500Hz，电压为十毫伏的正弦信号，用示波器观察放大电路输出端的波形，若波形有失真，可适当调节反馈电阻 R_f 。若仍不能正常工作，主要检查是否有虚焊或脱焊的地方。

② 输出级的调试。

a. 调节电阻 R_{13} 使其值为 $200\ \Omega$ 左右。

b. 调节电阻 R_{10} 使 G 点电位为 $E_C/2$ 。

c. 调节电阻 R_{13} 使电流 $I_{C4,5}=(4\sim 8)\text{ mA}$ 。

其中 b、c 两步要反复调节，直到满足要求为止。

(3) 测量方法。

① 静态工作点测量。电路输入端不加输入信号，用万用表分别测量三极管各引脚电位，将测量结果填入表 2-14 中。



表 2-14 静态工作点测量

	VT ₁	VT ₂	VT ₃	VT ₄	VT ₅
U _C (V)					
U _B (V)					
U _E (V)					

② 动态测量。在放大电路输入端输入一音频信号，信号的频率为 50~400Hz，电压为几十毫伏，在输出端可否听到扬声器发出的声音？调节电位器 R，观察输出强度是否随之变化。

(4) 测试要求。

根据测试的结果，分析放大电路、反馈电路、功率放大电路工作是否达到要求，若没有达到要求，再根据测量结果分析电路故障，测出故障点，排除故障。然后改变开关 K 的位置，检验电路是否达到前面要求的对讲功能。

知识梳理与总结

1. 放大电路

(1) 放大电路的组成方式有三种：共发射极放大电路、共集电极放大电路和共基极放大电路。共发射极放大电路输出信号与输入信号反相放大，共集电极放大电路输出电压与输入电压近似相等，共基极放大电路电压放大倍数与共发射极电路相同，但输出信号与输入信号同相。

(2) 放大电路的分析包括静态分析和动态分析。静态分析是通过放大电路直流通路的分析得出合适的静态工作点，常采用估算法和图解法。动态分析是通过微变等效电路，计算出放大电路的电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。图解法可用来分析放大电路的工作状态，研究放大电路的非线性失真，确定放大电路的动态范围和最佳工作点。

(3) 场效应管放大电路的构成及其分析方法与晶体三极管放大电路类似。场效应管放大电路的主要特点是具有很大的输入电阻，适用于对高内阻信号源的放大，通常用在多级放大电路的输入级。

(4) 多级放大电路中，级间耦合方式有直接耦合、阻容耦合和变压器耦合。阻容耦合放大电路的特点是各级电路的静态工作点相互独立，互不影响，分析计算比较方便，但不适合放大直流信号和变化缓慢的信号；直接耦合方式既能放大直流信号又能放大交流信号，但各级电路和静态工作点相互影响。多级放大电路总的电压放大倍数为各级放大电路电压放大倍数的乘积。

2. 放大电路中的反馈

(1) 反馈是把放大电路输出信号的一部分或全部通过反馈网络引回到输入回路中并与原输入信号比较后改变放大电路的净输入信号。反馈的目的是改善放大电路的某些性能。

(2) 反馈按照不同的标准可以分为正反馈和负反馈、直流反馈和交流反馈、串联反馈和并联反馈、电压反馈和电流反馈。



(3) 负反馈使放大电路的增益减小, 却能改善放大电路的性能, 但是, 当 $\dot{A}\dot{F}=1$ 时, 电路将产生自激振荡, 反馈深度越大, 越易产生自激振荡, 一般多采用补偿电容器 C 或 RC 补偿电路来改变电路的频率特性, 以消除自激。

3. 功率放大电路

(1) 功率放大器工作时要求输出较大的功率, 因此电路的输出电压和输出电流的幅度都很大, 三极管通常在接近极限的状态下使用, 所以对功率放大电路主要讨论其最大输出功率、效率、非线性失真和三极管的散热和保护问题。根据功放管的工作状态不同, 可以分为甲类功率放大器、乙类功率放大器、甲乙类功率放大器。

(2) OCL 电路是采用两个类型相反、特性相同的工作在乙类状态的三极管组成, 电路中需要两个直流电源, 电路的工作效率较高, 在理想情况下可达 78.5%, 但电路工作时会出现交越失真, 解决的方法是使三极管工作在甲乙状态, 在设置偏置时, 使其尽量接近乙类状态, 所以电路参数的计算方法与乙类电路相同, 而且电路的效率也较高。

(3) OTL 电路中, 只用一个直流电源, 但输出电容具有电源的作用, 所以工作原理与 OCL 电路相同, 计算时只需用 $0.5U_{CC}$ 替代 OCL 电路计算公式中的 U_{CC} 即可。

4. 实践操作

(1) 示波器、函数信号发生器、晶体管毫伏表是模拟电子技术实验实训过程常用的仪器, 示波器可观察信号的波形, 函数信号发生器可产生一定频率、大小的振荡波形, 晶体管毫伏表可测量工作频率范围之内正弦交流电压的有效值。

(2) 电阻器、电容器、二极管、三极管的检测方法。

(3) 放大电路、多级放大电路、反馈电路、功率放大电路的测试方法, 常见故障排查方法。

习 题 2

2-1 三极管基本放大电路由哪些主要部分组成? 各元件有什么作用?

2-2 放大电路在工作时产生的非线性失真有哪几种? 产生失真的原因是什么?

2-3 放大电路如图 2-43 所示, 晶体管的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$, $\beta=40$ 。试求:

(1) 静态工作点;

(2) 如果管子坏了, 换上一只 $\beta=80$ 的晶体管, 则电路能否达到改善放大性能的目的? 为什么?

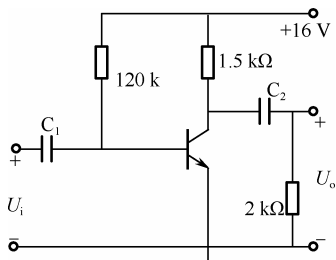


图 2-43 习题 2-4 图



项目2 对讲机的制作与调试

2-4 放大电路如图 2-44 所示，晶体管的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$ ， $\beta=50$ 。试：

- (1) 计算静态工作点；
- (2) 画出微变等效电路；
- (3) 计算 A_u 、 R_i 和 R_o 。
- (4) u_i 的有效值为多大时输出电压将出现失真？首先出现什么失真？

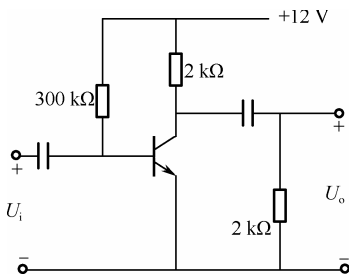


图 2-44 习题 2-4 图

2-5 在如图 2-45 (a) 所示的放大电路中，已知 $U_{CC}=12\text{ V}$ ， $R_b=280\text{ k}\Omega$ ， $R_c=3\text{ k}\Omega$ 。三极管的输出特性曲线如图 2-45 (b) 所示，用图解法确定电路的静态值。

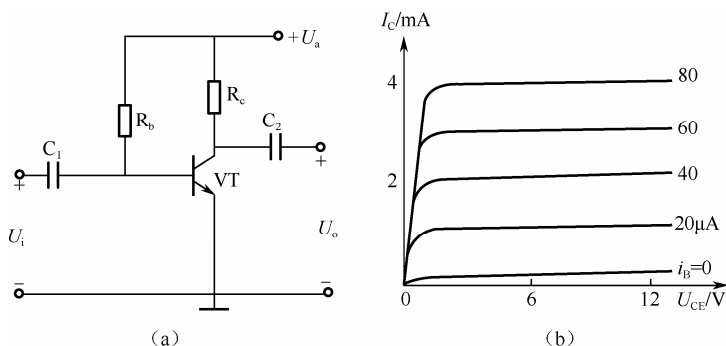


图 2-45 习题 2-5 图

2-6 在如图 2-46 所示的放大电路中，已知 $U_{CC}=12\text{ V}$ ， $R_{b1}=60\text{ k}\Omega$ ， $R_{b2}=20\text{ k}\Omega$ ， $R_c=3\text{ k}\Omega$ ， $R_e=3\text{ k}\Omega$ ， $R_L=3\text{ k}\Omega$ ， $\beta=50$ ， $U_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

- (1) 求静态工作点；
- (2) 画出微变等效电路；
- (3) 求电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

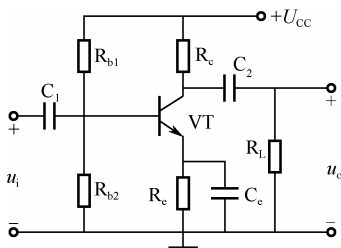


图 2-46 习题 2-6 图



2-7 在图 2-47 所示的电路中, 已知 $U_{CC}=12\text{ V}$, $R_{b1}=20\text{ k}\Omega$, $R_{b2}=10\text{ k}\Omega$, $R_c=2\text{ k}\Omega$, $R_e=2\text{ k}\Omega$, $R_L=3\text{ k}\Omega$, $\beta=50$, $U_{BEQ}=0.6\text{ V}$, 求:

- (1) 静态工作点;
- (2) 微变等效电路;
- (3) 电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。

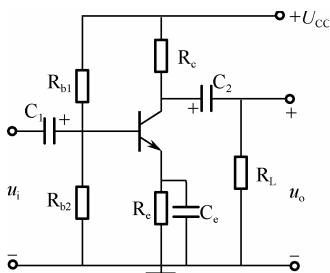


图 2-47 习题 2-7 图

2-8 在如图 2-48 所示的放大电路中, 已知 $U_{CC}=12\text{ V}$, $R_{b1}=120\text{ k}\Omega$, $R_{b2}=40\text{ k}\Omega$, $R_c=3\text{ k}\Omega$, $R_{e1}=200\text{ }\Omega$, $R_{e2}=1.8\text{ k}\Omega$, $R_L=3\text{ k}\Omega$, $\beta=100$, $U_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

- (1) 求静态工作点;
- (2) 画出微变等效电路;
- (3) 求电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

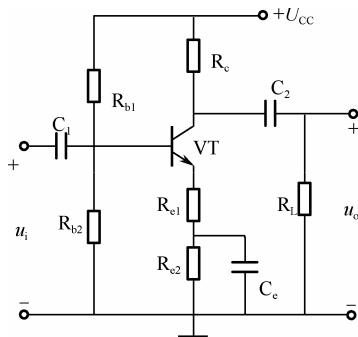


图 2-48 习题 2-8 图

2-9 共集电极放大电路如图 2-49 所示, 晶体管的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$, $\beta=80$, 试求:

- (1) 计算静态工作点;
- (2) 画出微变等效电路;
- (3) 计算电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

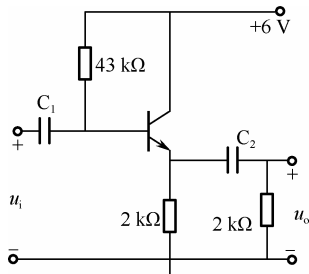


图 2-49 习题 2-9 图



项目2 对讲机的制作与调试

2-10 MOS 管放大电路如图 2-50 所示, 已知 $U_{DD}=20\text{ V}$, $R_d=10\text{ k}\Omega$, $R_s=10\text{ k}\Omega$, $R_L=10\text{ k}\Omega$, $R_g=1\text{ M}\Omega$, $R_{g1}=200\text{ k}\Omega$, $R_{g2}=47\text{ k}\Omega$, $g_m=1\text{ mA/V}$ 。

- (1) 写出确定静态工作点的方程式;
- (2) 画出微变等效电路;
- (3) 计算电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

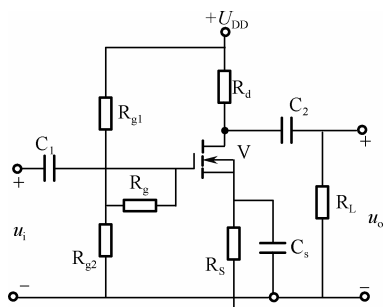


图 2-50 习题 2-10 图

2-11 什么叫反馈? 如何区别正反馈与负反馈?

2-12 负反馈对放大电路性能有哪些影响?

2-13 应该引入何种类型的反馈, 才能分别实现以下要求: (1) 稳定静态工作点; (2) 稳定输出电压; (3) 稳定输出电流; (4) 提高输入电阻; (5) 降低输出电阻。

2-14 判断图 2-51 中各电路的反馈类型。

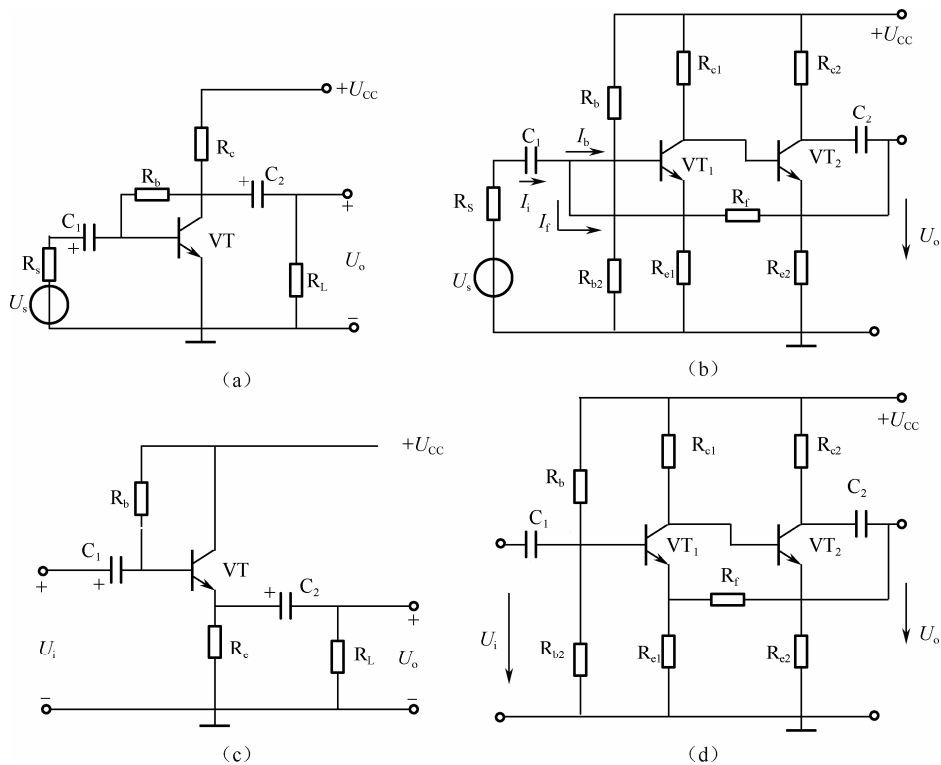


图 2-51 习题 2-14 图



2-15 有一负反馈放大电路, 已知 $A=1000$, $F=0.099$, 已知输入信号 u_i 为 0.1 V , 求其净输入信号 u_d 、反馈信号 u_f 和输出信号 u_o 的值。

2-16 在图 2-36 所示的 OCL 中, 已知 $U_{CC}=9\text{ V}$, $R_L=8\ \Omega$, 试:

- (1) 计算理想条件下电路的最大输出功率及最大管耗;
- (2) 若考虑饱和压降 $U_{CES}=2\text{ V}$, 计算最大输出功率及输出最大功率时电源的功率及效率。

2-17 图 2-52 所示的 OCL 电路中, 已知负载上的最大不失真输出功率为 560 mW , 三极管的饱和压降 $U_{CES}=0$, $R_L=16\ \Omega$, 试:

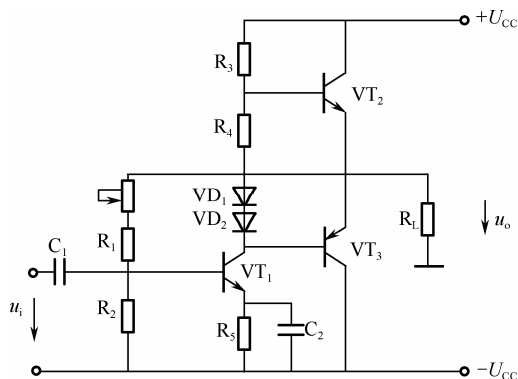


图 2-52 习题 2-17 图

- (1) 计算电源电压 U_{CC} 的值;
- (2) 核算使用下列功放管是否满足要求:

V2: 3BX85A, $P_{cm}=300\text{ mW}$, $I_{cm}=300\text{ mA}$, $U_{(BR)CEO}=12\text{ V}$;

V3: 3AX81A, $P_{cm}=300\text{ mW}$, $I_{cm}=300\text{ mA}$, $U_{(BR)CEO}=12\text{ V}$ 。

2-18 在图 2-53 所示的电路中, 设输入信号足够大, 三极管的 P_{cm} , $U_{(BR)CEO}$, I_{cm} 均足够大, 若三极管 VT_1 和 VT_2 的 $U_{CES}=2\text{ V}$, 负载电阻 $R_L=8\ \Omega$, 计算此时的最大输出功率、效率及每个三极管的最大管耗。

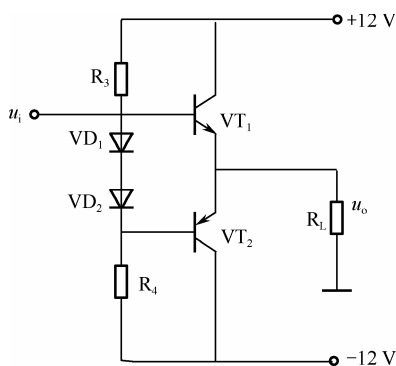


图 2-53 习题 2-18 图

2-19 图 2-54 所示的 OTL 功率放大电路中, $U_{CC}=20\text{ V}$, $R_L=8\ \Omega$, $U_{CES}=2\text{ V}$, 两个功放管的参数为: $P_{cm}=5\text{ W}$, $U_{(BR)CEO}=35\text{ V}$, $I_{cm}=2\text{ A}$, 求:

- (1) 最大输出功率及最大输出功率时电源提供的功率及效率;
- (2) 校核功放管 VT_1 、 VT_2 ;



(3) 二极管 VD_1 、 VD_2 的作用是什么？

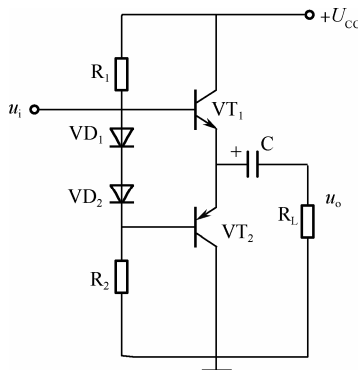


图 2-54 习题 2-19 图

2-20 如图 2-55 所示，单电源供电的 OTL 功率放大电路中，负载 $R_L=8\ \Omega$ ，若要求最大不失真输出功率为 5.06 W ，管子的饱和压降 $U_{CES}=0$ ，确定电源电压 U_{CC} 的值。

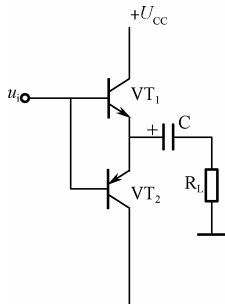


图 2-55 习题 2-20 图

2-21 针对图 2-56 所示的 OTL 电路，试回答下列问题：

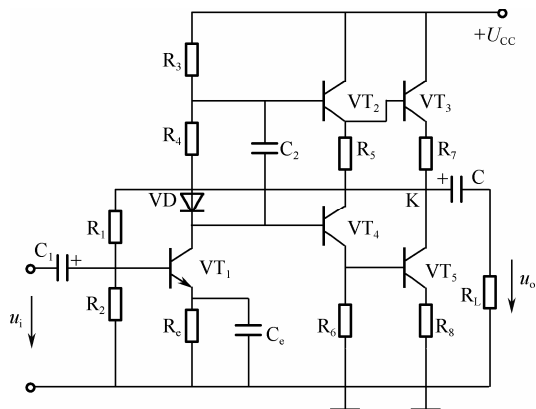


图 2-56 习题 2-21 图

(1) 为了实现准互补对称功率放大， VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 应分别是什么类型的三极管 (PNP、NPN)？在图中画出发射极的方向。

(2) 欲使 $U_k = \frac{1}{2} U_{CC}$ ，应调整电路中哪些参数？

(3) 若输出 u_o 的波形产生交越失真，应调节哪些元件的参数去消除？

项目3 信号发生器的制作与调试

教学导航

在科学研究和生产活动中，广泛地应用各种振荡电路产生振荡信号。振荡电路的特点是：不需要输入信号就能够产生稳定的、随时间周期性变化的输出波形。根据其输出信号的不同，振荡电路分正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路。图 3-1 是一个能产生正弦波信号的振荡电路。

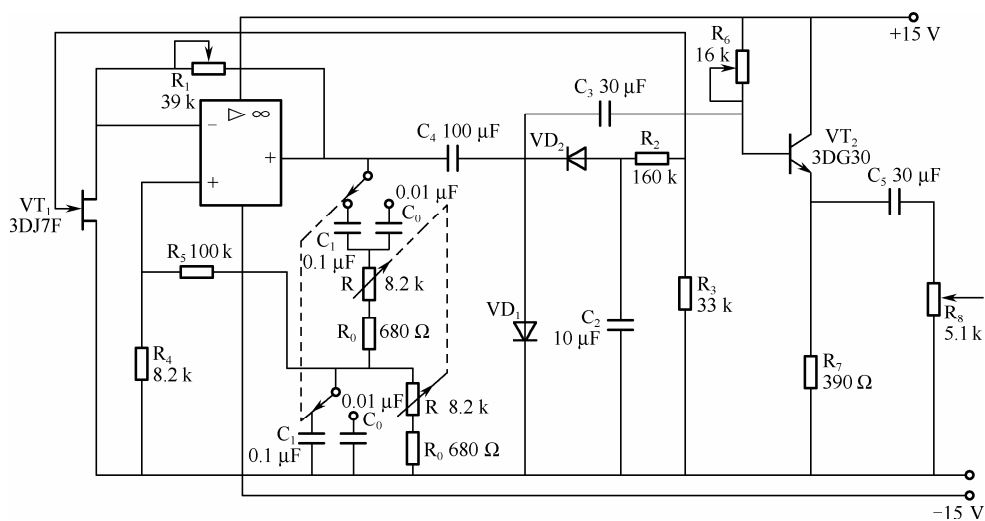


图 3-1 信号发生器电路图

本项目将以这一电子电路为核心，学习集成运算放大器及其应用、正弦波振荡电路的分类及工作原理等相关理论知识，掌握典型电子电路测试方法及实际电路焊接（或连接）基本工艺要求及调试方法等相关技能。



项目3 信号发生器的制作与调试

通过本项目的学习，教师和学生要分别完成各自的任务或目标，具体如表 3-1 所示。

表 3-1 教学导航

对 象	任务或建议	具 体 内 容
教师	知识重点	<ol style="list-style-type: none"> 1. 差动式放大电路的作用、结构特点及分析方法； 2. 集成运算放大器在信号运算及信号处理方面的应用； 3. 产生正弦波振荡的条件； 4. 用相位平衡条件判定电路能否产生正弦波振荡，确定振荡频率； 5. 差动式放大电路的测试； 6. 比例运算电路、求和求差运算电路的连接及测试； 7. 实际电路的连接及调试； 8. 电路常见故障排查
	知识难点	<ol style="list-style-type: none"> 1. 差动式放大电路的作用、结构特点及分析方法； 2. 集成运算放大器在信号运算方面的应用； 3. 用相位平衡条件判定电路能否产生正弦波振荡，确定振荡频率； 4. 比例运算、求和求差运算电路的连接及测试； 5. 实际电路的连接及调试； 6. 电路常见故障排查
	评价要点	<ol style="list-style-type: none"> 1. 差动式放大电路的作用及分析方法； 2. 集成运算放大器的应用； 3. 振荡电路产生振荡的条件及用相位平衡条件判定电路能否产生振荡； 4. 比例运算电路、求和求差运算电路的连接及测试； 5. 测试电路振荡频率； 6. 实际电路连接与调试； 7. 电路常见故障排查
	教学场地	因为本课程实践性较强，通过实验及项目实施可帮助学生更好地理解理论知识，掌握操作技能，所以建议在实训室上课，实现理实一体化教学
	教学方法	以任务驱动法为主，结合要完成的具体工作任务，由任务驱动，引出教学内容。同时结合讲授法、讨论法、演示法、训练法等教学方法，完成教学任务
	学时	27 学时
学生	学习目标	<ol style="list-style-type: none"> 1. 掌握差动式放大电路的作用、结构特点及分析方法； 2. 掌握集成运算放大器在信号运算及信号处理方面的应用，能确定电路输入量与输出量之间的运算关系或确定电路输出信号的波形； 3. 掌握电路产生正弦波振荡的条件，能用相位平衡条件判定电路能否产生正弦波振荡，确定振荡频率； 4. 能对差动式放大电路进行测试； 5. 能读识集成电路引脚图，连接实际运算电路，并对电路进行测试； 6. 能根据电路图正确连接电路，并对电路进行调试； 7. 能排查电路的常见故障



续表

对 象	任务或建议	具 体 内 容
学 生	学习方法	跟随项目中任务的完成思路，掌握相关理论知识及操作技能，可以采用小组讨论的方式解决学习或实验中遇到的问题。同时要多练习，加强实践训练
	职业素质	1. 具有良好的语言表达能力、沟通能力及团队合作能力； 2. 具有较强的安全意识、环保意识； 3. 具有较强的分析问题和解决问题的能力； 4. 具有严谨求实的工作作风

知识分布网络

本项目主要围绕信号发生器电路，介绍差动式放大电路、集成运算放大器在信号运算及信号处理方面的应用，以及正弦波振荡电路等相关内容，同时配有相关的实验及项目实施内容，具体知识分布网络如图 3-2 所示。

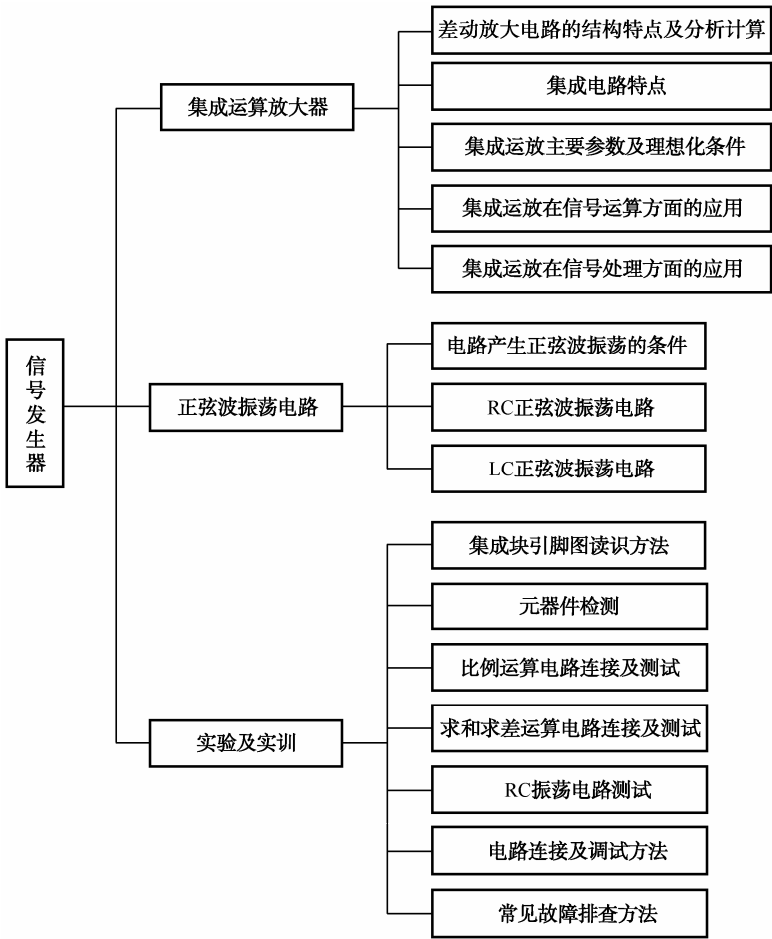


图 3-2 知识分布网络图



项目背景知识

3.1 差动式放大电路

3.1.1 直接耦合放大电路及零点漂移

1. 直接耦合放大电路的特点

在实际应用中,对信号的放大,一般都采用多级放大,以获得较高的放大倍数。在多级放大电路中,各级之间的耦合方式有三种,分别是阻容耦合、直接耦合、变压器耦合。随着科学技术的发展,直接耦合的方式应用越来越广泛,这首先是因为在生产实际中需要放大的信号往往是变化非常缓慢的信号。例如,用热电偶测得炉温变化信号,用电阻应变检测的压力变化信号等。对于这样的信号,不能采用阻容耦合或变压器耦合,只能采取直接耦合方式;其次,在集成电路中制作耦合电容和电感组件相当困难。所以这些年来发展起来的很多集成电路(如集成运算放大器),其内部电路均采用直接耦合方式。实际上,直接耦合放大电路不仅能放大直流信号,也能放大交流信号。同时,直接耦合电路也是线性集成电路内部的基本组成部分,直接耦合电路与阻容耦合及变压器耦合电路相比存在着以下几个特点。

1) 各级静态工作点之间的相互影响

在阻容耦合放大电路中各级之间用电容器断开,直接通路是相互断开的,所以静态工作点相互独立、互不影响。如图 3-3 (a) 所示,而直接耦合放大电路前后级的直流通路是相互连接的。当某一级的静态工作点发生变化时,其前后级电路的工作点也将受到影响,如图 3-3 (b) 所示,所以在直接耦合放大电路计算静态工作点时,必须考虑前后级之间的相互影响,有时需要解方程组才能得出结论。

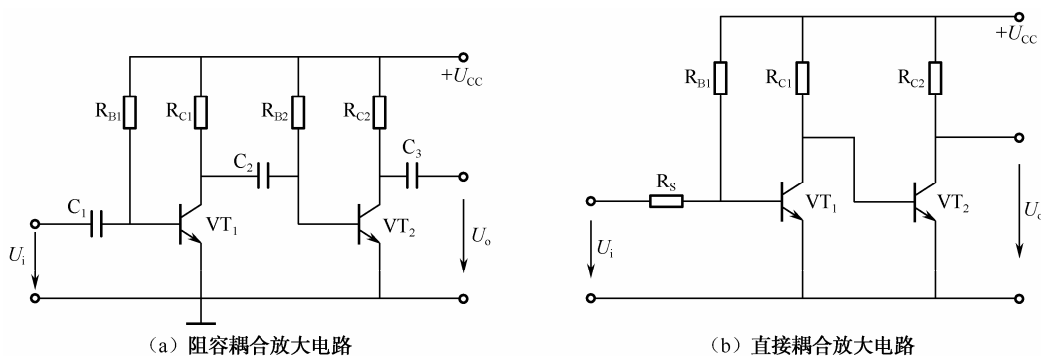


图 3-3 阻容耦合与直接耦合放大电路的比较

2) 电平移动问题

在图 3-3 (b) 所示的电路中,由于三极管 VT_1 的集电极与 VT_2 的基极相连,所以电位相等,因此,三极管 VT_1 的 U_{CE1} 被三极管 VT_2 的 U_{BE2} 钳制在 0.7 V 左右,致使信号电压的动态范围减小。解决的方法是在三极管 VT_2 的发射极接电阻器 R_{E2} , 提高 VT_2 的基极电位,



使 VT_1 的 U_{CE1} 得到一个适当的值, 电路如图 3-4 (a) 所示。但采用图 3-4 (a) 所示的电路, 由于后级的集电极电位高于基极电位, 即高于前级的集电极电位。这样, 经过几级耦合之后末级的集电极电位将接近电源电压, 从而造成输出电压的变化范围减小, 解决的方法是采用图 3-4 (b) 所示的电路, 图中采用 NPN 管和 PNP 管互补耦合的方法, 利用 PNP 管集电极电位比基极电位低、NPN 管集电极电位比基极电位高的特点, 两管配合使用, 使电路得到合适的工作电压。

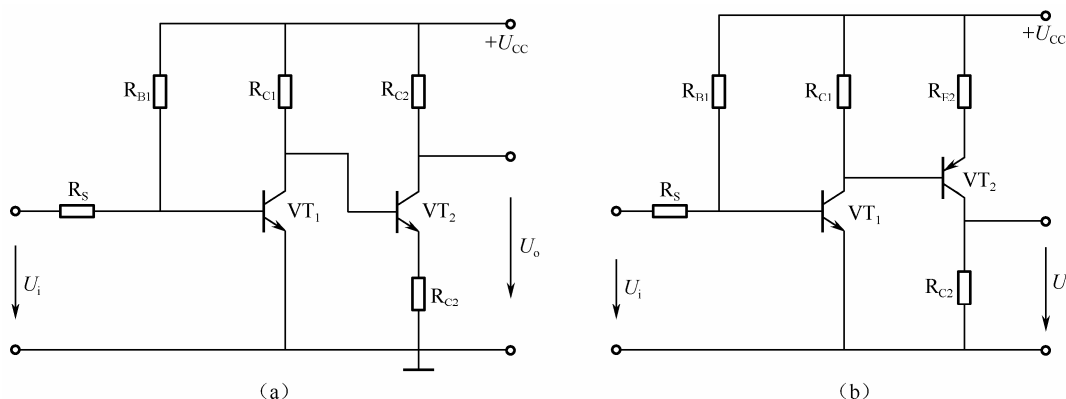


图 3-4 直接耦合放大电路与 NPN 和 PNP 互补耦合电路

3) 零点漂移

将直接耦合放大电路的输入端短路 ($u_i=0$), 理论上讲, 输出电压应保持初始的静态值不变, 但实际情况并非如此, 若在输出端接上电压记录仪, 就会发现输出电压往往偏离初始静态值, 出现了忽大忽小、忽快忽慢的不规则变化, 这种现象称为零点漂移, 简称零漂。

零点漂移对放大电路的影响可以这样来看, 设观察输出电压一段时间之后, 发现它最大变化量为 $+0.5\text{ V}$, 如果不说明输入端对地短路, 人们会认为这是输入信号造成的, 换言之, 如果在输入端加一个较小的输入信号, 在输出端将得到相应的电压变化量, 如果该输出电压变化量与零点漂移属于同一级别或更小, 则在输出端总的变化量中很难辨别哪一部分是有用信号、哪一部分属于零点漂移, 这将影响到电路的正常工作。

2. 产生零点漂移的原因及抑制方法

1) 产生零点漂移的原因

零点漂移是直接耦合放大电路最突出的问题, 产生零点漂移的因素很多, 任何元器件参数的变化 (包括电源电压波动), 都是产生零点漂移的原因, 但是温度的变化是产生零点漂移的主要原因。因为电源电压的波动可以采用稳压电源来解决; 电阻阻值的变化可以通过电阻老化来提高它的稳定性; 温度却难以维持恒定, 当温度变化时, 三极管的 I_{CBO} 、 β 、 U_{BE} 和场效应管的相应参数将发生变化, 导致放大电路的静态工作点发生偏移, 因此零点漂移又称为温度漂移, 简称温漂。

2) 零点漂移大小的衡量

衡量一个直接耦合放大电路零点漂移的大小, 不能只看其输出电压漂移的程度, 还要看电路的放大倍数是多少, 因此一般都将输出端的漂移电压折算到输入端来衡量。另外,



项目3 信号发生器的制作与调试

温度对零点漂移的影响可用等效输入零漂电压的温度系数 $\frac{\Delta U_i}{\Delta T}$ 表示, 也就是温度升高 1°C 时的等效输入零漂电压值。例如, 放大电路电压放大倍数为 A_u , 当温度变化 ΔT 时, 输出端的漂移电压为 ΔU_o , 则 $\frac{\Delta U_i}{\Delta T} = \frac{\Delta U_o}{A_u \Delta T}$ 。

3) 抑制零点漂移的方法

直接耦合放大电路的级数越多, 放大倍数越大, 零点漂移越严重。因为第一级放大电路的零点漂移被后面各级放大电路逐级传递和放大, 致使放大电路输出端产生较大的漂移电压。所以第一级的零点漂移对输出端的影响最为严重。抑制零点漂移的方法较多。例如, 选用高质量的硅管、采用高质量的电阻、采用高稳定度的稳压电源及温度补偿电路等, 但最常用的方法是选用两只特性相同的三极管组成差动式放大电路, 以实现温度变化的补偿, 差动式放大电路是目前应用最广泛的抑制零点漂移的方法, 已经成为集成运算放大器的主要组成单元。

3.1.2 差动式放大电路

1. 基本差动式放大电路

1) 电路组成

基本差动式放大电路如图 3-5 所示, 它是由两个特性完全相同的单管共射放大电路组合而成的, 由于三极管 VT_1 、 VT_2 的特性完全一样, 对应位置的外接电阻也完全相等, 同时温度特性也完全一样, 所以两边电路是对称的。输入信号从两个三极管的基极输入, 输出信号取两个三极管集电极电位之差。因为直接耦合放大电路的信号常常是变化缓慢的信号而不一定是正弦信号, 所以输入信号电压和输出信号电压分别用 U_i 和 U_o 表示。

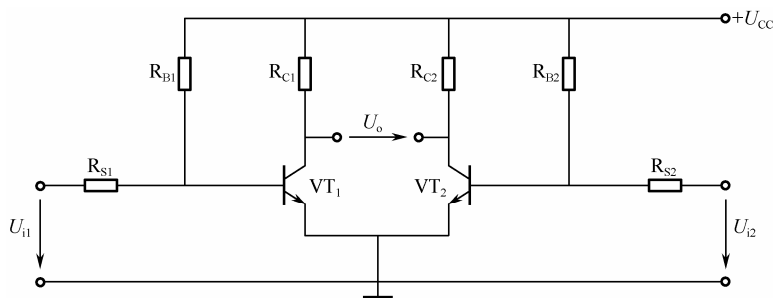


图 3-5 基本差动式放大电路

2) 静态分析

将差动式放大电路的输入端短路, 即 $U_{i1}=U_{i2}=0$ 。由于电路完全对称, 电路两边的静态集电极电流和集电极电位都相同, 即 $I_{C1}=I_{C2}$, $U_{C1}=U_{C2}$, 所以输出电压 $U_o=0$, 由此可见输入信号电压为零时, 输出信号电压也为零。

当电源电压波动温度变化时, 两个三极管集电极电流和集电极电位的变化量是相同的, 即 $\Delta I_{C1}=\Delta I_{C2}$, $\Delta U_{C1}=\Delta U_{C2}$, 则输出电压仍然为零。由此可见, 尽管每个管子的零点漂移仍然存在, 但若在两个三极管的集电极之间取输出信号, 对两管产生的漂移信号具有



很强的抑制能力,使输出不出现零点漂移,这就是差动式放大电路抑制零点漂移的基本原理。在理想情况下,图 3-5 所示电路的零点漂移为零。由上述的分析可知,差动式放大电路利用了两边电路相同的零点漂移相互抵消的方法来抑制输出端的零点漂移,因此,电路的对称性越好,这种抵消的效果越好,抑制零点漂移的能力越强,所以,为了减小零点漂移,应尽量提高电路的对称程度。

3) 动态分析

(1) 共模输入

若在放大电路的两个输入端分别输入大小相等且极性相同的信号,即 $u_{i1}=u_{i2}$ 。这种输入方式称为共模输入方式,如图 3-6 (a) 所示。共模输入方式时对应的输入信号称为共模输入信号,用 U_{ic} 表示,对应的电压放大倍数称为共模电压放大倍数,用 A_{uc} 表示,在完全对称的差动式放大电路中,当共模信号输入时,由于两个三极管集电极电位变化量相同,因此输出电压为零,共模电压放大倍数 $A_{uc}=\frac{U_{oc}}{U_{ic}}=0$,即电路对共模信号没有放大作用,而是有抑制作用。

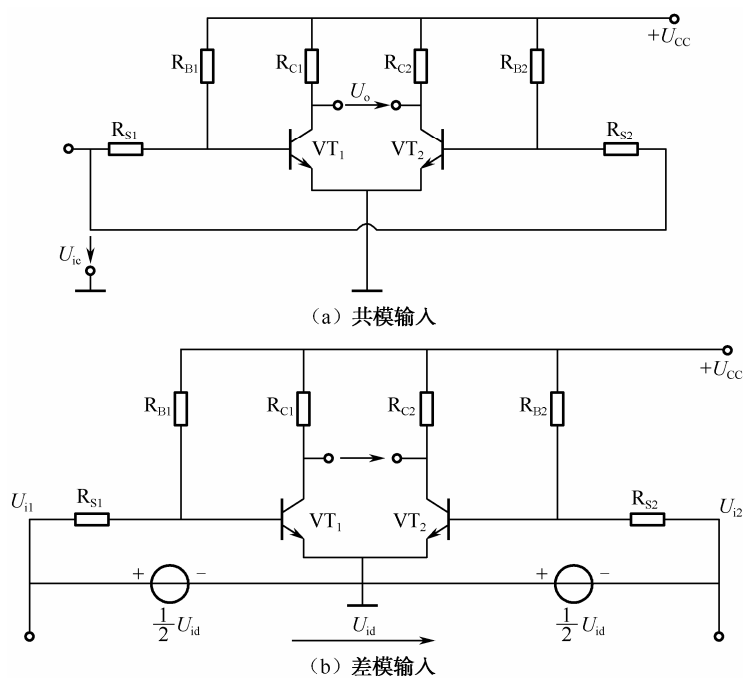


图 3-6 差动式放大电路的输入方式

(2) 差模输入

若在放大电路的输入端分别输入大小相等且极性相反的信号,即 $U_{i1}=-U_{i2}$,这种输入方式称为差模输入。对应的输入信号称为差模输入信号,用 U_{id} 表示,差模信号输入时,输出电压与输入电压之比为差模电压放大倍数。用 A_{ud} 表示,差模输入方式如图 3-6 (b) 所示,由图示的连接方式得: $U_{i1}=0.5U_{id}$, $U_{i2}=-0.5U_{id}$ 。由于电路对称,其两个三极管集电极电位 U_{c1} 和 U_{c2} 的变化也大小相等、极性相反,若某个三极管集电极电位升高 ΔU_C ,则另一个



项目3 信号发生器的制作与调试

三极管的集电极电位必然降低 ΔU_C ，所以输出电压变化是为每个三极管集电极电位变化量的两倍。但因为差模输入信号 U_{id} 是每个单管放大电路输入信号的两倍，所以差模电压放大倍数 A_{ud} 为：

$$A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{2\Delta U_{c2}}{2\Delta U_{i2}} = \frac{2\Delta U_{c1}}{2\Delta U_{i1}} \quad (3-1)$$

即

$$A_{ud} = A_{u1} = A_{u2}$$

式中， A_{u1} 、 A_{u2} 为每个单管基本放大电路的电压放大倍数。

在图 3-6 (b) 所示的放大电路中，因为 $R_{B1} \gg r_{be1}$ ，又因为电路对称，即 $R_{C1}=R_{C2}=R_C$ ， $R_{B1}=R_{B2}=R_B$ ， $R_{S1}=R_{S2}=R_S$ ， $\beta_1=\beta_2=\beta$ ， $r_{be1}=r_{be2}=r_{be}$ ，所以电压放大倍数的近似计算为：

$$A_{ud}=A_{u1}=A_{u2}=-\frac{\beta R_C}{R_S+r_{be}} \quad (3-2)$$

(3) 既有共模输入又有差模输入

在更多的情况下，两个输入信号既非共模又非差模，而是大小和极性都是任意的两个信号，这样的输入信号可以把它等效地分解为差模输入信号和共模输入信号，设两端输入信号为 U_{i1} 和 U_{i2} ，则差模信号为：

$$U_{id}=U_{i1}-U_{i2} \quad (3-3)$$

两边输入差模信号各为：

$$U_{id1}=0.5U_{id} \quad U_{id2}=-0.5U_{id} \quad (3-4)$$

共模信号为：

$$U_{ic}=0.5(U_{i1}+U_{i2}) \quad (3-5)$$

(4) 共模抑制比

在差动式放大电路工作时，共模信号和差模信号常常同时存在。对于差模信号，要求放大倍数尽量大；对于共模信号，希望放大倍数尽量小。为了全面衡量一个差动式放大电路对差模信号的放大能力和对共模信号的抑制能力，引入一个新的量——共模抑制比，其定义为：差模电压放大倍数 A_{ud} 与共模电压放大倍数 A_{uc} 比值的绝对值，即：

$$K_{CMRR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (3-6)$$

或以分贝为单位表示为：

$$K_{CMRR}=20\lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \text{dB} \quad (3-7)$$

在理想情况下， $K_{CMRR} \rightarrow \infty$ ，但实际上，一般差动式放大电路 K_{CMRR} 为 40~60 dB，高质量的可达 120 dB。

2. 带射极公共电阻差动式放大电路（长尾电路）

1) 电路组成

图 3-5 所示的基本差动式放大电路在工作时存在两方面不足：首先，每个管子对地的漂移并未受到抑制，若要其以单端输出信号，则差动式的优点就不复存在了；其次，若每个放大管的漂移量比较大，要使两侧在大信号范围内完全抵消也相当困难。为此引出了图 3-7



所示的带射极公共电阻的放大电路，该电路又称长尾电路。

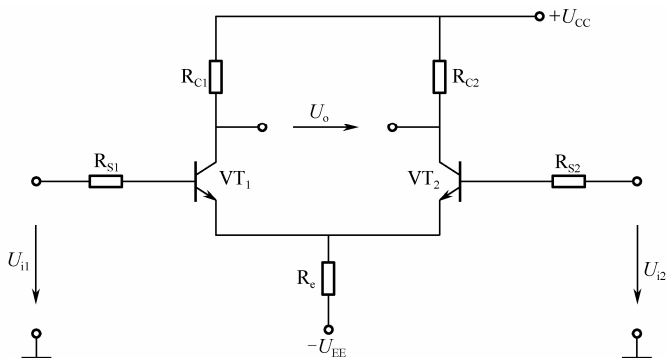


图 3-7 长尾差动式放大电路

图 3-7 所示的电路在原电路基础上引入了发射极电阻器 R_E 。 R_E 的作用是引入共模负反馈。

2) 工作原理

在图 3-7 所示电路中，当 $u_{i1}=u_{i2}$ 时，如果温度升高，三极管的集电极电流 I_{C1} 和 I_{C2} 将同时增大，由于引入了电阻器 R_E ，便有如图 3-8 所示的负反馈过程。

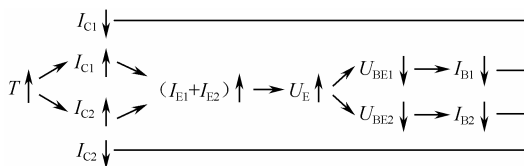


图 3-8 负反馈过程

上述过程说明温度变化时， I_{C1} 和 I_{C2} 的变化受到抑制。从而，三极管集电极电位的漂移也得到抑制。 R_E 的阻值越大，引起的 U_E 变化越大，对零点漂移的抑制作用越强，即对共模信号的抑制作用越强。而对于差模信号，由于两管的输入信号大小相等但极性相反，所以 I_{C1} 增加多少则 I_{C2} 将减少多少，因而，流过 R_E 的电流总是不变的， R_E 上的电压也不改变，所以对差模信号没有反馈作用。

3) 静态分析

静态时， $U_{i1}=U_{i2}=0$ ，图 3-7 所示电路的直流通路如图 3-9 所示，因电路对称，所以 $R_{S1}=R_{S2}=R_S$ ， $R_{C1}=R_{C2}=R_C$ ， $\beta_1=\beta_2=\beta$ ， $I_{C1Q}=I_{C2Q}=I_{CQ}$ ， $I_{B1Q}=I_{B2Q}=I_{BQ}$ ，则对单管放大电路可列出关系式 $I_{BQ}R_S+U_{BEQ}+2I_{EQ}R_E=U_{EE}$ 。

又因为 $I_{EQ}=(1+\beta)I_{BQ}$ ，所以：

$$I_{BQ}R_S+U_{BEQ}+2(1+\beta)I_{BQ}R_E=U_{EE}$$

$$I_{BQ}=\frac{U_{EE}-U_{BEQ}}{R_S+2(1+\beta)R_E} \quad (3-8)$$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ} \quad (3-9)$$

$$U_{CEQ}=U_{CC}+U_{EE}-I_{CQ}\cdot R_C-2I_{EQ}\cdot R_E \quad (3-10)$$

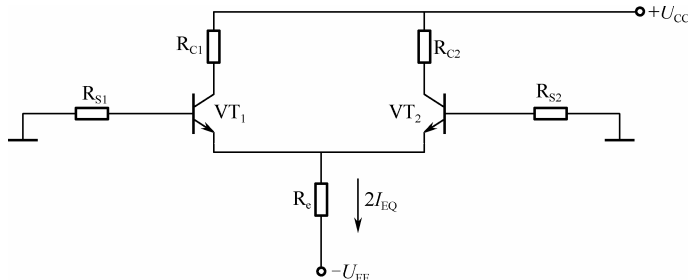


图 3-9 差动式放大电路的直流通路

4) 动态分析

当输入差模信号时，由于电路对称，流过电阻器 R_e 的电流保持不变，故两管发射极电位保持不变。所以对差模信号而言，发射极相当于交流接地，因此图 3-7 所示电路的交流通路如图 3-10 所示。

(1) 差模电压放大倍数

图 3-10 所示交流通路差模电压放大倍数仍可按式 (3-2) 计算，即：

$$A_{ud} = -\frac{\beta R_C}{R_S + r_{be}}$$

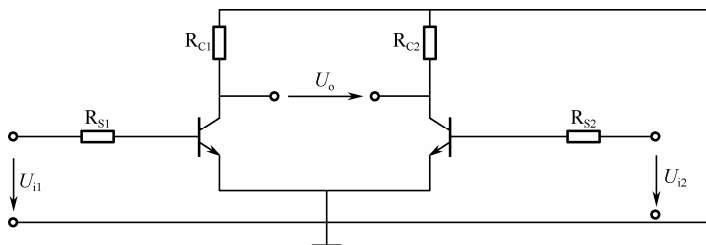


图 3-10 差动式放大电路的交流通路

若图 3-7 所示电路两个集电极之间接有负载电阻 R_L ，其差模电压放大倍数为

$$A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{R_S + r_{be}} \quad (3-11)$$

式中， $R'_L = R_C \parallel \frac{1}{2} R_L$ 。

因为 R_L 两端电位一升一降，且变化是相等的，所以在 $\frac{1}{2} R_L$ 处电位保持不变，即相当于交流接地。

(2) 差模输入电阻和输出电阻

差模输入电阻是加上差模输入信号时从两个输入端向放大电路看进去的动态电阻。用 R_{id} 表示，显然它等于单管放大电路输入电阻的 2 倍，即：

$$R_{id} = 2(R_S + r_{be}) \quad (3-12)$$

输出电阻为：

$$R_O = 2R_C \quad (3-13)$$

图 3-7 所示电路在实际应用中，为了克服组件参数不可能完成对称造成的静态时输出电压不为零的现象，通常接入调零电位器，如图 3-11 所示，通过调节 R_p 使电路对称。

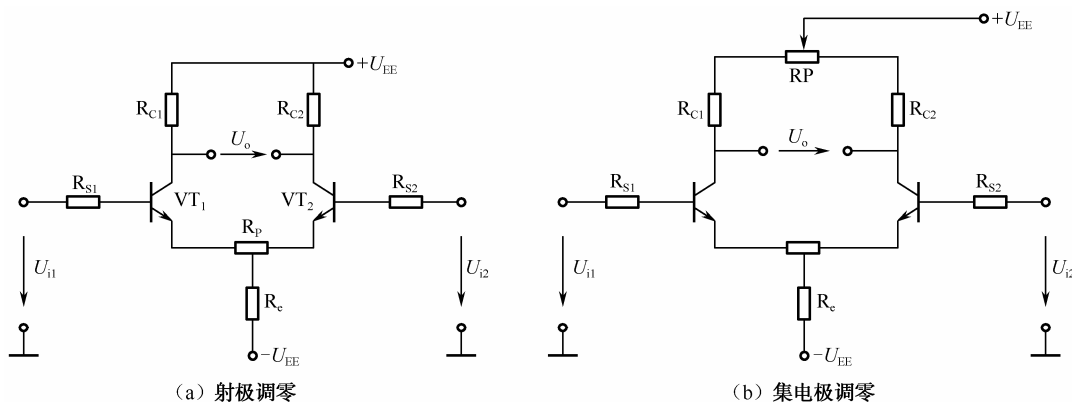


图 3-11 差动式放大电路的调零

实例 3-1 在图 3-7 所示的长尾差动式放大电路中, 已知 $U_{CC} = U_{EE} = 12\text{ V}$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $R_{C1} = R_{C2} = 30\text{ k}\Omega$, $R_e = 27\text{ k}\Omega$, $R_{S1} = R_{S2} = 10\text{ k}\Omega$, $R_p = 200\text{ }\Omega$ (设 R_p 的活动触点调在中间的位置), 在两个集电极之间接入负载电阻 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 。

求: (1) 电路的静态工作点;
(2) 差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

解: (1) 求静态工作点。

根据给定电路可得:

$$I_{BQ}R_S + U_{BEQ} + \frac{1}{2}R_p I_{EQ} + 2I_{EQ}R_e = U_{EE}$$

又由于:

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}$$

所以:

$$I_{BQ}R_S + U_{BEQ} + \frac{1}{2}R_p(1 + \beta)I_{BQ} + 2(1 + \beta)I_{BQ}R_e = U_{EE}$$

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{U_{EE} - U_{BEQ}}{R_S + \left(\frac{1}{2}R_p + 2R_e\right)(1 + \beta)} \\ &= \frac{12 - 0.7}{10 + \left(\frac{1}{2} \times 0.2 + 2 \times 27\right) \times (1 + 50)} = 4(\mu\text{A}) \end{aligned}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 4 = 0.2(\text{mA})$$

$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= U_{CC} + U_{EE} - I_{CQ}R_C - \left(\frac{1}{2}R_p + 2R_e\right)I_{EQ} \\ &= 12 + 12 - 0.2 \times 30 - \left(\frac{1}{2} \times 0.2 + 2 \times 27\right) \times 0.2 \\ &= 7.18(\text{V}) \end{aligned}$$

(2) 求 A_{ud} , R_{id} , R_o 。

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 300 + (1 + 50) \frac{26}{0.2} = 6930(\Omega) = 6.93(\text{k}\Omega)$$



$$R'_L = R_C \parallel \frac{1}{2} R_L = 30 \parallel \frac{20}{2} = 7.5(\text{k}\Omega)$$

$$A_{ud} = -\frac{\beta \cdot R'_L}{R_S + r_{be} + \frac{1}{2} R_P (1 + \beta)} = -\frac{50 \times 7.5}{10 + 6.93 + \frac{1}{2} \times 0.2 \times (1 + 50)}$$

$$\approx -17 \text{ 倍}$$

$$R_{id} = 2 \left[R_S + r_{be} + \frac{1}{2} R_P (1 + \beta) \right] = 2 \times \left[10 + 6.93 + \frac{1}{2} \times 0.2 \times (1 + 50) \right]$$

$$= 44.06(\text{k}\Omega)$$

$$R_O = 2R_C = 2 \times 30 = 60(\text{k}\Omega)$$

3. 具有恒流源的差动式放大电路

在长尾式电路中,射极电阻 R_e 对减少零点漂移、提高电路的温度恒定性起着重要的作用。 R_e 值越大,共模负反馈作用越强,抑制零点漂移的效果越好。但 R_e 越大, R_e 上的直流电压也相应地加大,在保持同样工作电流的前提下,必须增大负电源电压值,而电源电压值并不能太大。因此,既要有较强的抑制零点漂移的作用,又要使电源电压值不要太大,就成为下一步电路的改进方向。

由前面的分析可知, R_e 越大,对应一定电压变化所产生的电流变化越小。试想,当电阻 R_e 继续增大而趋于无穷大时,则对应于一定电压变化所产生的电流变化将趋近于零,即电流为一恒定值。具有这种特性的器件通称为恒流源器件。由三极管的输出特性曲线可知,当三极管工作在放大区时,就具有相当一段的恒流源性质。将三极管接成工作点稳定电路,如图 3-12 所示,从图中不难看出,当 U_{CC} , R_{B1} , R_{B2} 和 R_e 确定之后, I_c 就基本确定了,并且在一定范围内与负载电阻 R_L 的大小无关。只要使三极管的 U_{CE} 工作在特性曲线的平坦部分即可,现将这部分电路与差动式放大电路结合起来,用它来代替电阻 R_e ,就成为具有恒流源的差动式放大电路,如图 3-13 所示,该电路有时也采用图 3-14 的方法表示,在图 3-13 所示的电路中, R_{B1} 、 R_{B2} 、 R_e 及 VT_3 组成恒流源,使集电极电流 I_{c3} 保持恒定, $I_{c3}=I_{c2}+I_{c1}$,所以 I_{c1} 和 I_{c2} 也将基本保持恒定,它们不能同时增大或减小,从而较好地抑制了共模信号。而对于差模信号,因为当差模信号使一侧三极管集电极电流增大时,另一侧三极管的集电极电流必将减小同样的值,二者相互抵消,流过恒流电路的电流总量不变,故对差模信号没有负反馈作用。

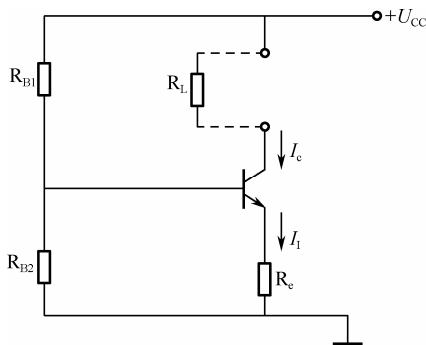


图 3-12 产生恒流源的基本电路



对于图 3-13 所示电路, 在分析计算、求静态工作点时是从恒流源开始的, 求出 VT_3 的静态值之后, 再确定 VT_1 和 VT_2 的静态值。差模电压放大倍数输入电阻和输出电阻的求解方法同长尾式差动放大电路相同。

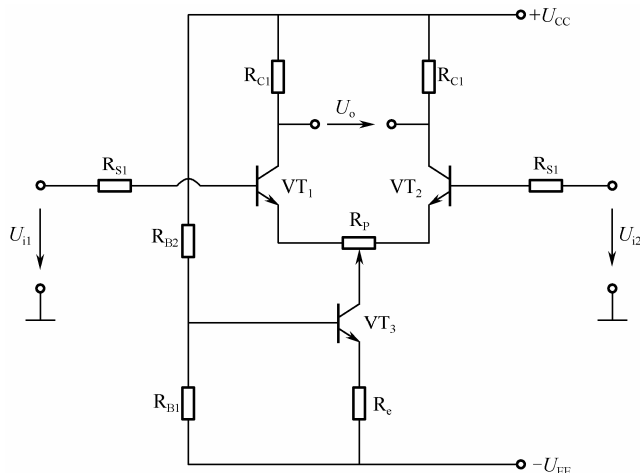


图 3-13 带恒流源的差动式放大电路

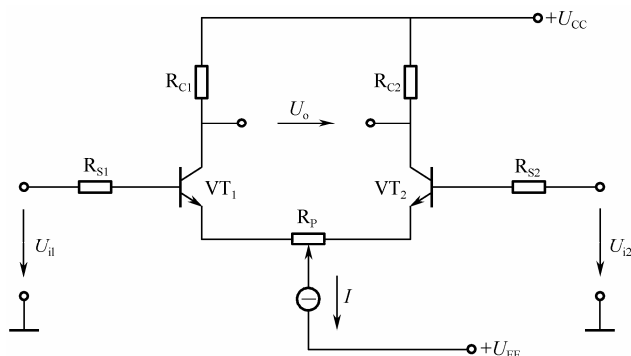


图 3-14 带恒流源的差动式放大电路的简便画法

实例 3-2 在图 3-13 所示的电路中, 设 $U_{CC} = U_{EE} = 12\text{ V}$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $R_{C1} = R_{C2} = 100\text{ k}\Omega$, $R_p = 200\text{ }\Omega$ (设 R_p 的活动触点调在中间位置), $R_e = 33\text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 6.8\text{ k}\Omega$, $R_{B1} = 2.2\text{ k}\Omega$, $R_{S1} = R_{S2} = 10\text{ k}\Omega$, 求静态工作点、差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。
解: (1) 静态分析采取的步骤是: 由 R_{b1} 和 R_{b2} 的分压关系确定 U_{RB1} , 然后确定 I_C 、 I_B 和 U_{CE} 。

$$U_{RB1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}(U_{CC} + U_{EE}) = \frac{2.2}{6.8 + 2.2} \times (12 + 12) = 5.87(\text{V})$$

$$U_{Re} = U_{RB1} - U_{BE3} = 5.87 - 0.7 = 5.17(\text{V})$$

$$I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{U_{Re}}{R_e} = \frac{5.17}{33} \approx 0.16(\text{mA})$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C3} = \frac{1}{2} \times 0.16 = 0.08(\text{mA}) = 80(\mu\text{A})$$



$$U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_{C1}R_{C1} = 12 - 0.08 \times 100 = 4(\text{V})$$

(2) 求差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。考虑到 R_p 对差模电压放大倍数的影响, 有

$$A_{ud} = -\frac{\beta R_C}{R_S + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_p}{2}}$$

$$\text{式中, } r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 300 + (1 + 50) \frac{26}{0.08} = 16875(\Omega) = 16.9(\text{k}\Omega)$$

$$A_{ud} = -\frac{50 \times 100}{10 + 16.9 + (1 + 50) \times \frac{0.2}{2}} \approx -156$$

$$R_{id} = 2 \left[R_S + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_p}{2} \right] = 2 \left[10 + 16.9 + (1 + 50) \times \frac{0.2}{2} \right] = 64(\text{k}\Omega)$$

$$R_O = 2R_C = 2 \times 100 = 200(\text{k}\Omega)$$

4. 差动式放大电路的几种接法

差动式放大电路有两个输入端和一个输出端(均对地), 所以在信号的输入和输出方式上, 也可以根据不同的情况加以选择。由此对应于差动式放大电路有几种常用的接法。

1) 双端输入、双端输出

如图 3-15(a) 所示, 前面讨论的差动式放大电路都属于这种方式, 即输入信号同时加到两个单管放大电路的输入端, 输出信号取两个单管放大电路的输出端。根据前面的分析得:

$$A_{ud} = -\frac{\beta \left(R_C \square \frac{1}{2} R_L \right)}{R_S + r_{be}} \quad (3-14)$$

$$R_{id} = 2(R_S + r_{be}) \quad (3-15)$$

$$R_O = 2R_C \quad (3-16)$$

2) 双端输入、单端输出

如图 3-15(b) 所示, 输出信号仅从一个三极管的集电极对地输出, 所以叫单端输出。单端输出时的 U_o 只有双端输出时的一半, 因此差模电压放大倍数也只有双端输出时的一半, 即:

$$A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_C \square R_L)}{R_S + r_{be}} \quad (3-17)$$

$$R_{id} = 2(R_S + r_{be}) \quad (3-18)$$

$$R_O = R_C \quad (3-19)$$

这种接法常用来将差动式信号转换为一端接地的信号, 以便与后面的放大电路处于共地状态。但由于信号从单端输出, 无法利用差动电路来抵消零点漂移, 这种电路的共模抑制比要低于双端输出电路。



3) 单端输入、双端输出

如图 3-15 (c) 所示, 输入信号从差动式放大电路的任意一个输入端输入, 而将另一个输入端接地, 就成为单端输入方式。这种输入方式中, 看起来两管不工作在差动状态。但是, 由于恒流源的存在, I_{C1} 的增加将等于 I_{C2} 的减小, 在输出端电压的变化情况将和双端输入时一样, 所不同的是两个三极管的发射极电位 U_e 将随输入信号 U_i 而变化, 其变化量是 $0.5U_i$ 。于是 VT_1 管的 $U_{be1} = U_o - 0.5U_i = 0.5U_i$, VT_2 管的 $U_{be2} = 0 - 0.5U_i = -0.5U_i$, 所以这属于差动输入 (即双端输入), 其差模电压放大倍数输入电阻和输出电阻与双端输入、双端输出时相同。

$$A_{ud} = -\frac{\beta \left(R_C \parallel \frac{1}{2} R_L \right)}{R_S + r_{be}} \quad (3-20)$$

$$R_{id} = 2(R_S + r_{be}) \quad (3-21)$$

$$R_O = 2R_C \quad (3-22)$$

这种接法的特点是将单端输入信号转换成双端输出, 作为下一级的差动输入, 以便更好地利用差动放大的特点。另外, 这种接法还常用于负载是二端悬浮, 往往一端不能接地, 而且输出正负对称性好的情况。

4) 单端输入、单端输出

如图 3-15 (d) 所示, 由于单端输出, 所以其差模电压放大倍数为:

$$A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_C \parallel R_L)}{R_S + r_{be}} \quad (3-23)$$

$$R_{id} = 2(R_S + r_{be}) \quad (3-24)$$

$$R_O = R_C \quad (3-25)$$

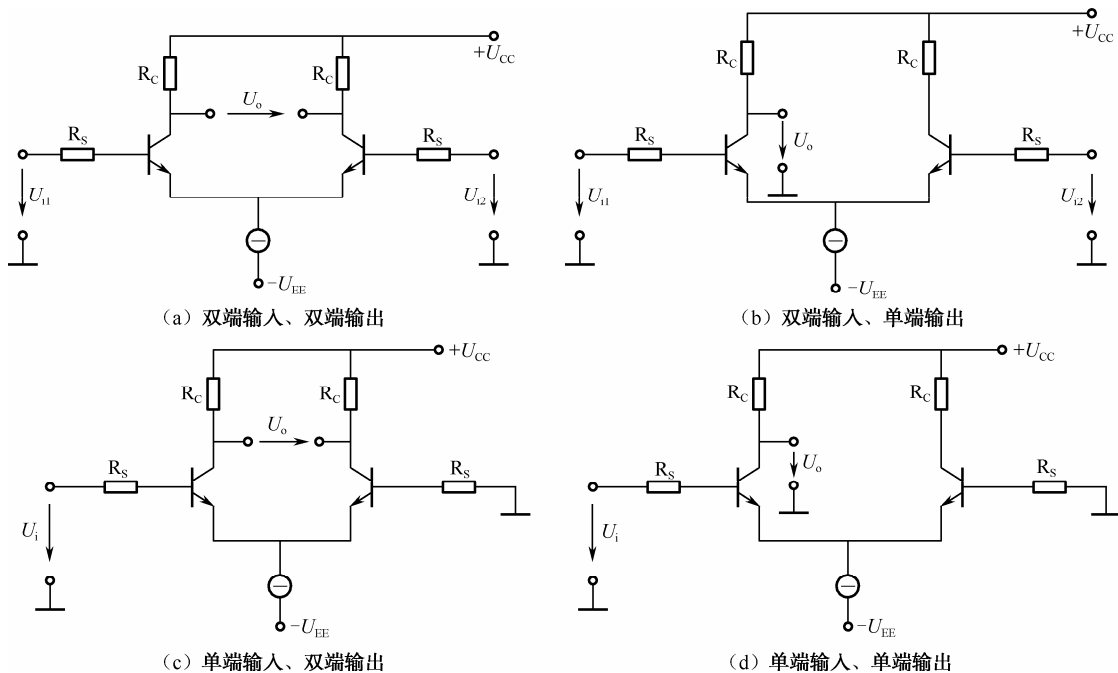


图 3-15 差动式放大电路的几种接法



这种接法的特点是比单管基本放大电路具有较强的抑制零点漂移的能力，而且可以通过输出端的不同接法得到同相关系和反相关系。

实验7 差动式放大电路的测试

1. 实验目的

- (1) 进一步理解差动式放大电路的性能及特点；
- (2) 掌握差动式放大电路静态工作点调试及测量方法；
- (3) 掌握差动式放大电路差模电压放大倍数、共模电压放大倍数、共模抑制比的测量方法。

2. 实验设备与器件

- (1) $\pm 12\text{V}$ 直流电源；
- (2) 函数信号发生器；
- (3) 双踪示波器；
- (4) 交流毫伏表；
- (5) 直流电压表；
- (6) 实验用线路板。

3. 实验内容

1) 典型差动式放大电路测试

实验用电路图如图 3-16 所示，在实验台上固定线路板，加 $\pm 12\text{V}$ 电源，将开关 K 拨向左边，构成典型的差动式放大器。

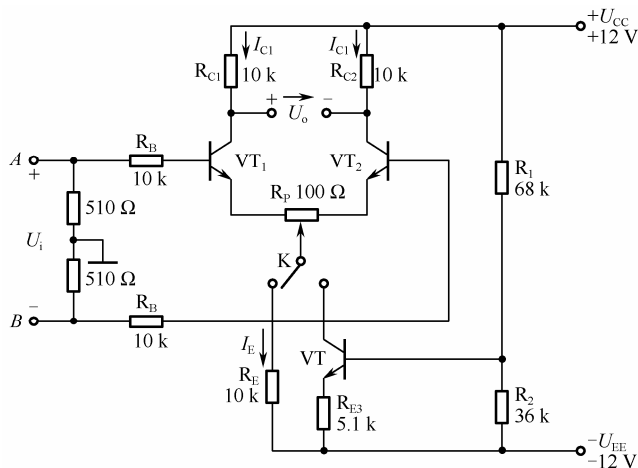


图 3-16 差动式放大电路实验电路图

(1) 测量静态工作点

① 调节放大器零点。信号源不接入，将放大器输入端 A、B 与地短接，接通 $\pm 12\text{V}$ 直流电源，用直流电压表测量输出电压 U_o ，调节调零电位器 R_P ，使 $U_o=0$ 。调节要仔细，力求准确。



② 测量静态工作点。零点调好以后，用直流电压表测量 VT_1 、 VT_2 管各电极电位及射极电阻 R_E 两端电压 U_{RE} ，记入表 3-2 中。

表 3-2 静态工作点测量

测 量 值	U_{C1} (V)	U_{B1} (V)	U_{E1} (V)	U_{C2} (V)	U_{B2} (V)	U_{E2} (V)	U_{RE} (V)
计 算 值	I_C (mA)		I_B (mA)		U_{CE} (V)		

(2) 测量差模电压放大倍数

将函数信号发生器的输出端接放大器输入端 A ，地端接放大器输入端 B ，构成单端输入方式，调节输入信号频率 $f=1\text{ kHz}$ 的正弦信号，逐渐增大输入电压 U_i （约为 100 mV ），在输出波形无失真的情况下，用交流毫伏表测 U_i 、 U_{C1} 、 U_{C2} ，记入表 3-3 中，并观察 u_i ， u_{C1} ， u_{C2} 之间的相位关系及 U_{RE} 随 U_i 改变而变化的情况。

(3) 测量共模电压放大倍数

将放大器 A 、 B 端短接，信号源接 A 端与地之间构成共模输入方式，调节输入信号 $f=1\text{ kHz}$ ， $U_i=1\text{ V}$ ，在输出电压无失真的情况下，测量 U_{C1} 和 U_{C2} 的值并记入表 3-3，观察 u_i ， u_{C1} ， u_{C2} 之间的相位关系及 U_{RE} 随 U_i 改变而变化的情况。

表 3-3 电压放大倍数测量

	典型差动放大电路		具有恒流源的差动放大电路	
	单端输入	共模输入	单端输入	共模输入
U_i	100 mV	1 V	100 mV	1 V
U_{C1} (V)				
U_{C2} (V)				
$A_{d1} = \frac{U_{C1}}{U_i}$		/		/
$A_d = \frac{U_o}{U_i}$		/		/
$A_{C1} = \frac{U_{C1}}{U_i}$	/		/	
$A_C = \frac{U_o}{U_i}$	/		/	
$K_{CMRR} = \left \frac{A_{d1}}{A_{C1}} \right $				

2) 具有恒流源的差动式放大电路性能测试

将图 3-15 所示电路中的开关 K 拨向右边，构成具有恒流源的差动放大电路。重复内容 1) 中的 (1)、(2)、(3)，将测量结果记入表 3-3 中。

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据，比较实验结果和理论估算值，分析误差原因。
- (2) 比较 u_i 、 u_{C1} 和 u_{C2} 之间的相位关系。



(3) 根据实验结果, 总结电阻 R_E 和恒流源的作用。

3.2 集成运算放大器及其应用

3.2.1 集成电路概述

集成电路是 20 世纪 60 年代初期发展起来的一种半导体器件。它是在半导体制造工艺的基础上实现元件、电路和系统的三结合, 与分立元件电路相比, 集成电路密度高、引线短, 外部接线大为减少, 从而可以提高电子设备的可靠性和灵活性, 并且体积小、质量轻、耗能低、成本低。

集成电路按其制造工艺的不同可以分为单片集成电路(即利用制造硅平面管的工艺把电阻二极管制作在同一个硅片上, 并连接成具有特定功能的电路)和混合集成电路(即在前述的基础上再制造其他电路元件, 主要是电容器), 按其体现的功能分, 则有数字集成电路和模拟集成电路。数字集成电路是用来产生和处理各种数字信号的集成电路, 模拟集成电路则是用来产生、放大、处理各种模拟信号的集成电路。

模拟集成电路的种类很多, 包括集成运算放大器、集成稳压器、集成功率放大器等。其中应用最为广泛的是集成运算放大器(简称集成运放), 由于它最初用于对模拟信号的数学运算而得名, 集成运算放大器实质上是一个集成化的高放大倍数的直接耦合多级放大电路, 在它的输入和输出之间通过外接不同的反馈网络, 即可组成具有某种运算功能的电路。

1. 集成电路的特点

(1) 电路元件都在同一块半导体硅片上, 通过相同的工艺制造, 因而各元件具有同向偏差, 温度均一性好, 性能比较一致。容易制成两个特性相同的管子或两个阻值相等的电阻, 这是集成电路特有的优点。这一优点恰恰适合于制造像差动式放大电路那样对对称性要求高的电路。

(2) 电阻元件是利用半导体材料的体电阻构成的, 阻值一般在几欧到几千欧之间。阻值太高或太低的电阻都不易制造。如果需要较大的电阻, 通常用由半导体三极管制成的有源负载来代替。

(3) 电路中使用的二极管一般用三极管的发射结代替, 常用作温度补偿元件。

(4) 集成电路中, 电容元件常用 PN 结的结电容构成。所以电容的容量较小, 制造电感元件就更加困难了。因此, 在集成电路中基本都采用直接耦合方式。

2. 集成运算放大器的符号

集成运算放大器的图形符号如图 3-17 所示, 它有两个输入端, $-$ 号表示反相输入端, $+$ 号表示同相输入端, 另一个是输出端。

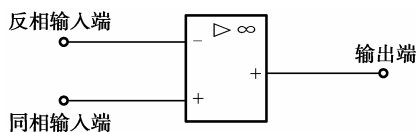


图 3-17 集成运算放大器的图形符号



3. 集成运算放大器的基本组成

集成运算放大器的内部实质上是一个高增益的直接耦合放大电路。其型号繁多,性能各异,内部电路各不相同,但内部电路的基本结构大致相同,由四部分组成,如图 3-18 所示。

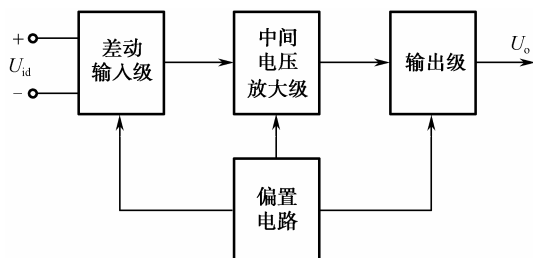


图 3-18 集成运算放大器内部的电路图

(1) 输入级。输入级是提高运算放大器质量的关键部分,要求输入级的输入电阻高、温度漂移小、共模抑制比高,因此集成运放的输入级都是由具有恒流源的差动式放大电路组成,也称差动输入级。

(2) 中间级。中间级的主要作用是提供足够大的电压放大倍数,因此要求中间级本身具有较高的电压放大倍数,为了减少前级的影响,还应具有较高的输入电阻,中间级一般采用有源负载的共发射极放大电路,其放大倍数可达几千倍以上。

(3) 输出级。输出级应具有较大的电压输出幅度、较高的输出功率和较低的输出电阻的特点,并有过载保护。一般采用准互补输出级。

(4) 偏置电路。偏置电路的作用是为各级提供合适的工作电流。在集成电路中,广泛采用镜像电流源电路作为各级的恒流偏置。

4. 集成运算放大器的主要技术指标

运算放大器的技术指标是衡量集成运放质量好坏的主要标志,为了正确地选择或使用集成运算放大器,必须熟悉这些参数的含义和数值范围,基本指标有十项左右,实际应用中,可以通过器件手册直接查到各种型号运放的技术指标。

(1) 开环差模电压放大倍数 A_{od} 。 A_{od} 是集成运放在开环状态下(指输出端和输入端之间未接任何元件)输出电压与差模输入信号电压之比,它是决定集成运放运算精度的主要因素。目前通用型集成运算放大器的 A_{ud} 一般为 $60 \sim 140$ dB,高质量的集成运放 A_{od} 可达 170 dB 以上。

(2) 输入失调电压 U_{os} 。对于一个理想的集成运算放大器,当输入电压为 0 时,输出电压也应为 0 ,实际上它的差动输入级很难做到完全对称,通常在输入电压为零时,输出电压并不为零,输入失调电压是为了使输出电压为零而在输入端加的补偿电压。 U_{os} 越小越好,一般为几毫伏。

(3) 输入失调电流 I_{os} 。一个理想的集成运放,其两个输入端电流完全相等,实际上当集成运放的输出电压为零时,流入两个输入端的电流不相等。这个静态电流之差 I_{os} 等于 $|I_{B1} - I_{B2}|$,就是输入失调电流,它是由内部元件参数不一致等原因造成的, I_{os} 越小越好,一般为 $1 \text{ nA} \sim 10 \text{ }\mu\text{A}$ 。

(4) 输入偏置电流 I_B 。输入偏置电流指集成运放静态时流经两个输入端的基极电流的



平均值, 即 $I_B = (I_{B1} + I_{B2})/2$, 其值越小越好, 一般为微安数量级。

(5) 输入失调电压温漂 dU_{os}/dt 和输入失调电流温漂 dI_{os}/dt 。在规定的工作温度范围内, 输入失调电压对温度的变化率称为输入失调电压温漂, 它表明 U_{os} 受温度变化的影响程度, 一般以 $\mu V/^\circ C$ 为单位。

在规定的工作温度范围内, 输入失调电流对温度的变化率称为输入失调电流温漂, 它表示 I_{os} 受温度变化的影响程度, 一般为 $1 \sim 5 \text{ nA}/^\circ C$ 。

(6) 共模抑制比 K_{CMRR} 。共模抑制比指集成运放的差模电压放大倍数与共模电压放大倍数之比, 即 $K_{CMRR} = |A_{od}/A_{oc}|$ 。其值越大越好, 高质量的运放 K_{CMRR} 可达 160 dB。

(7) 差模输入电阻 r_{id} 。差模输入电阻是集成运放在开环时, 输入电压变化量与由它引起的输入电流的变化量之比, 即从输入端看进去的动态电阻, 一般为 $M\Omega$ 数量级。

(8) 输出电阻 r_o 。输出电阻是集成运放开环时从输出端看进去的等效电阻, 其值越小, 说明运放的带负载能力越强, 其理想值为零, 实际值为 $100 \Omega \sim 1 \text{ k}\Omega$ 。

除上述介绍的技术指标外, 集成运放还有最大输出电压、最大输出电流、带宽等技术指标。有关具体器件的详细说明须参看生产厂家提供的产品说明。

5. 理想运算放大器的条件和特点

分析集成运放构成的应用电路时, 把集成运放看成理想运算放大器, 可以使分析大大简化。实际集成运放绝大部分接近理想运放。

1) 理想运算放大器的条件

理想运算放大器应满足以下各项条件。

- (1) 开环差模电压放大倍数 $A_{od} = \infty$;
- (2) 差模输入电阻 $r_{id} = \infty$;
- (3) 输出电阻 $r_o = 0$;
- (4) 输入偏置电流 $I_{B1} = I_{B2} = 0$;
- (5) 共模抑制比 $K_{CMRR} = \infty$ 。

尽管理想运算放大器并不存在, 但由于实际集成运放的技术指标比较理想, 在具体分析时将其理想化一般是允许的, 这种分析计算所带来的误差一般不大, 只是在对运算结果进行误差分析时才予以考虑。本书除特别指出外, 均按理想运放对待。

2) 理想运算放大器工作在线性区和非线性区的特点

(1) 线性区

由于集成运放的开环差模电压放大倍数很大 ($A_{od} \rightarrow \infty$), 而开环电压放大倍数受温度的影响很不稳定。因此, 都要接有深度负反馈, 使其净输入电压减小, 这样才能使其工作在线性区。理想运放工作在线性区时, 其输出信号和输入信号之间有以下关系式:

$$U_o = A_{od}(U_+ - U_-) \quad (3-26)$$

由于 $A_{od} = \infty$, 而输出电压 U_o 总为有限值, 则由式 (3-26) 有:

$$U_+ - U_- = \frac{U_o}{A_{od}} = 0$$

所以集成运放工作在线性区时有以下两个重要特点。



- ① 理想运算放大器同相输入端与反相输入端电位相等，即：

$$U_- = U_+ \quad (3-27)$$

由上式可见，集成运放工作在线性区时两输入端电位相等，这一特点称为“虚短”。

- ② 流入理想运算放大器两个输入端的电流为零，即：

$$I_+ = I_- = 0 \quad (3-28)$$

由上式可见，集成运算放大器工作在线性区时，两个输入端均无电流，这一特点称为“虚断”。

一般实际的集成运放工作在线性区时，其技术指标与理想条件非常接近，因而上述两个特点是成立的。

(2) 非线性区

由于集成运放的开环增益 A_{od} 很大，当它工作于开环状态（即未接深度负反馈）或加有正反馈时，只要有差模信号输入，哪怕是微小的电压信号，集成运放都将进入非线性区，其输出电压立即达到正向饱和值 $+U_{om}$ 或负向饱和值 $-U_{om}$ 。理想运放工作在线性区时，有以下两个特点。

- ① 当 $U_+ > U_-$ 时， $U_o = +U_{om}$ 。 (3-29)

当 $U_+ < U_-$ 时， $U_o = -U_{om}$ 。

- ② 虚断仍然成立，即：

$$I_+ = I_- = 0$$

综上所述，在分析具体的集成运放应用电路时，可将集成运放按理想运放对待，判断它是否工作在线性区。一般来说，集成运放引入了深度负反馈时，将工作在线性区。在此基础上，可运用上述线性区或非线性区的特点分析电路的工作原理，使分析工作大大简化。

3.2.2 集成运算放大器在信号运算中的应用

利用集成运放在线性区工作的特点，根据输入电压和输出电压的关系，外加不同的反馈网络，可以实现多种数学运算。输入信号电压和输出信号电压的关系 $U_o = f(U_i)$ 可以模拟成数学运算关系 $y = f(x)$ ，又由于输入量、输出量均为模拟量，所以信号运算统称为模拟运算。尽管数字计算机的发展在许多方面替代了模拟计算机，然而在许多实时控制和物理量的测量方面，模拟运算仍有很大的优势，所以信号运算电路仍是集成运放应用的重要方面。

基本运算放大器包括反相输入放大器和同相输入放大器，反相输入指信号由反相端输入，同相输入指信号由同相端输入。它们的输出电压和输入电压之间的关系是比例关系，因此能实现比例运算。它们又是构成各种复杂运算电路的基础，是最基本的运算放大器电路。

1. 反比例运算电路

反比例运算电路又称反相输入放大器，其基本形式如图 3-19 所示。 R_f 为反馈电阻，将输出电压 U_o 反馈至反相输入端，构成深度的电压并联负反馈。

1) “虚地”的概念

由于集成运放工作在线性区， $U_+ = U_-$ ， $I_+ = I_-$ ，即流过 R 的电流为零，则 $U_+ = 0$ ， $U_- = 0$ ，说明反相端虽然没有直接接地，但其电位为地电位，相当于接地，是“虚假接地”，简称为“虚地”。“虚地”是反相输入式放大电路的重要特点。

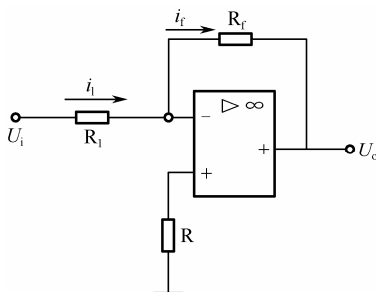


图 3-19 反相比例运算电路

2) 电压放大倍数 (比例系数)

由图 3-18 可得:

$$I_f = \frac{U_- - U_o}{R_f} = -\frac{U_o}{R_f}$$

$$I_i = \frac{U_i - U_-}{R_1} = \frac{U_i}{R_1}$$

考虑到 $I=0$, 故 $I_i=I_f$, 且 $U_-=U_+=0$ 。

所以

$$U_o = -\frac{R_f}{R_1} U_i \quad (3-30)$$

或

$$A_{uf} = -\frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (3-31)$$

式中, A_{uf} 是反相输入式放大电路的电压放大倍数。

上式表明, 集成运放的输出电压与输入电压相位相反、大小成比例关系。比例系数 (即电压放大倍数) 等于外接电阻 R_f 与 R_1 之比, 显然与运放本身的参数无关。因此, 只要选用不同的 R_f 、 R_1 电阻值, 便可方便地改变比例系数。而且, 只要选用优质的精密电阻, 使这两个电阻值精确、稳定, 即使放大器本身的参数发生一些变化, A_{uf} 的值还是非常精确、稳定的。输出电压与输入电压相位相反体现在式 (3-31) 中的负号上。特别当 $R_f=R_1$ 时, $A_{uf}=-1$, 即输出电压与输入电压大小相等、相位相反, 因此称此时的电路为反相器。实现了 $y=-x$ 的变号运算。

图 3-19 中, 同相输入端接入电阻 R 的目的是保持运放电路静态平衡。集成运放的输入级均为差动放大器, 而差动放大器两边电路参数应当对称。静态时, 集成运放的输入信号电压与输出电压均为零, 此时电阻 R_1 与 R_f 相当于并联地接在运放反相输入端与地之间, 这个并联电阻相当于差动输入级一个三极管的基极电阻。为了使差动输入级的两侧对称, 在运放同相端与地之间也接入了一个电阻 R , 并使 $R=R_1 \parallel R_f$, 这样便可使电路达到静态平衡, 所以 R 称为平衡电阻。

3) 输入、输出电阻

由于反相输入端为虚地 ($U_-=0$), 所以反相输入放大器的输入电阻为:

$$r_{if} = \frac{U_i}{I_i} = R_1 \quad (3-32)$$

设 r_o 为集成运放开环时的输出电阻 (其值不会很大), 则图 3-19 中电压负反馈使闭环



输出电阻降低为:

$$r_{of} = \frac{1}{1 + A_{od}F} r_o \quad (3-33)$$

式中, 反馈系数 $F=R_1/(R_1+R_f)$, $A_{od} \rightarrow \infty$, 所以有:

$$r_{of} \approx 0$$

4) 电路的主要特点

(1) 集成运放的反相输入端为“虚地” ($U_- = 0$), 它的共模输入电压可视为零, 因此对集成运放的共模抑制比要求较低。

(2) 由于深度电压负反馈输出电阻小 ($r_{of} \approx 0$), 因此带负载能力较强。

(3) 由于并联负反馈输入电阻小 ($r_{if} = R_1$), 因此要向信号源汲取一定的电流。

2. 同相比例运算电路

同相比例运算电路的基本形式如图 3-20 所示, R_f 为反馈电阻, 与电阻 R_1 一起构成深度的电压串联负反馈。

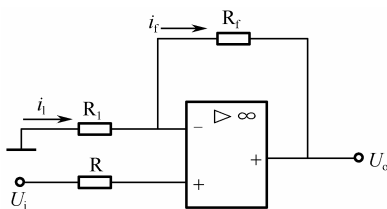


图 3-20 同相比例运算电路

1) 电压放大倍数 (比例系数)

由图 3-19 可以列出:

$$I_1 = \frac{0 - U_-}{R_1} = -\frac{U_-}{R_1}$$

$$I_f = \frac{U_- - U_o}{R_f}$$

由“虚断”有:

$$I_{i+} = I_{i-} = 0$$

故

$$I_1 = I_f$$

即

$$-\frac{U_-}{R_1} = -\frac{U_- - U_o}{R_f}$$

再由虚短及 $I_{i+} = 0$, 有 $U = U_+ = U_i$ 。

所以

$$-\frac{U_i}{R_1} = \frac{U_i - U_o}{R_f}$$

经整理得, 电压放大倍数为:

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3-34)$$

上式表明, 集成运放的输出电压与输入电压相位相同、大小成比例关系。比例系数



项目3 信号发生器的制作与调试

(即电压放大倍数)等于 $1+R_f/R_1$, 此值与运放本身的参数无关。

输出电压与输入电压相位相同体现在式 (3-34) 中的 $(1+R_f/R_1)$ 为正值上。作为同相输入放大器的特例, 令 $R_1=\infty$ (即将反相输入端电阻开路) 和 $R_f=0$ (即将反馈电阻短路), 则由式 (3-34) 可得 $A_{uf}=1$ 。这表明, $U_o=U_i$, 输出电压与输入电压相等, 称这种电路为电压跟随器, 如图 3-21 所示。这种电压跟随器比项目 2 中讨论的射极输出器 (也是电压跟随器) 性能好得多, 它的输入电阻很高, 输出电阻很低, “跟随”性能很稳定。图 3-21 (a) 中的 R_f 具有限流保护作用。

2) 输入、输出电阻

同相输入放大器是一个深度电压串联负反馈电路, 在理想情况下, 输入电阻为无穷大, 即 $r_{if}\approx\infty$, 而输出电阻为零, 即 $r_o\approx 0$ 。即使考虑实际参数, 输入电阻仍然很大, 输出电阻仍然很低。这是同相输入式放大器的重要特点。

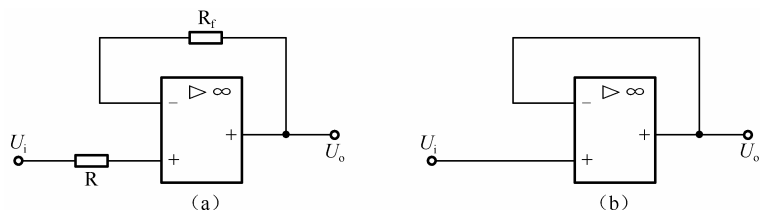


图 3-21 电压跟随器

3) 电路的主要特点

- (1) 由于深度串联负反馈, 使输入电阻增大, 输入电阻高达 $2000\text{ M}\Omega$ 以上。
- (2) 由于深度电压负反馈, 输出电阻 $r_o\rightarrow 0$ 。
- (3) 由于 $U=U_+=U_i$, 运放两输入端存在共模电压, 因此要求运放的共模抑制比较高。

通过对以上两种基本运算放大器 (无论是反相输入式还是同相输入式集成运放电路) 的分析, 可以看到, 输出信号通过反馈网络反馈到集成运放的反相输入端, 从而实现了深度负反馈。正是加了深度负反馈, 才使得电压放大倍数仅取决于反馈电路和输入电路的元件值而与运放本身参数几乎无关。它们的输出电压和输入电压之间的关系是比例关系, 因此能实现 $y=kx$ 比例运算。调整 R_f 和 R_1 的比值, 就可以改变比例系数 k 。

正是由于采用了电压负反馈, 才使得电路的输出电阻很低, 带负载能力增强。而输入电阻依反馈类型的不同或很低或很高, 反相输入式采用了并联负反馈, 使输入电阻减小; 而同相输入式采用了串联负反馈, 使输入电阻增大。

实例 3-3 在图 3-19 所示电路中, 已知 $R_1=10\text{ k}\Omega$, $R_f=500\text{ k}\Omega$, 求电压放大倍数 A_{uf} 、输入电阻 r_{if} 。

解:

$$A_{uf} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{500}{10} = -50$$

$$r_{if} = R_1 = 10(\text{k}\Omega)$$

3. 加法运算电路 (求和运算)

加法运算指电路的输出电压等于各个输入电压的代数和。在图 3-19 所示的反相输入放



大器中再增加几个支路便组成反相加法运算电路,如图 3-22 所示。图中,有三个输入信号加在反相输入端。同相输入端的平衡电阻 $R_4=R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_f$ 。反相加法运算电路也称反相加法器。

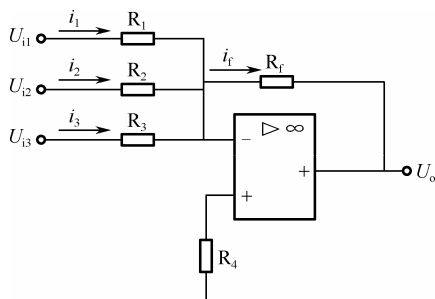


图 3-22 反相加法器

由虚地,有 $U_- = U_+ = 0$ 。

则各支路中电流分别为:

$$I_1 = \frac{U_{i1} - U_-}{R_1} = \frac{U_{i1}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{i2}}{R_2}, \quad I_3 = \frac{U_{i3}}{R_3}, \quad I_f = -\frac{U_o}{R_f}$$

由“虚断”, $I_i = 0$, 则 $I_1 + I_2 + I_3 = I_f$ 。

即

$$\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} = -\frac{U_o}{R_f}$$

变为:

$$U_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} U_{i1} + \frac{R_f}{R_2} U_{i2} + \frac{R_f}{R_3} U_{i3} \right) \quad (3-35)$$

可见,上式可以模拟这样的函数关系: $y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3$ 。

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 时,式(3-35)变为:

$$U_o = -\frac{R_f}{R} (U_{i1} + U_{i2} + U_{i3})$$

特别地,当 $R = R_f$ 时,有:

$$U_o = -(U_{i1} + U_{i2} + U_{i3}) \quad (3-36)$$

当仅有 U_{i1} 输入时,有:

$$U_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} U_{i1}$$

同样,当仅有 U_{i2} 、 U_{i3} 输入时,对应的输出电压 U_{o2} 、 U_{o3} 分别为:

$$U_{o2} = -\frac{R_f}{R_2} U_{i2} \quad U_{o3} = -\frac{R_f}{R_3} U_{i3}$$

这样,当 U_{i1} 、 U_{i2} 、 U_{i3} 均输入时,其输出电压 U_o 为:

$$U_o = U_{o1} + U_{o2} + U_{o3} = -\left(\frac{R_f}{R_1} U_{i1} + \frac{R_f}{R_2} U_{i2} + \frac{R_f}{R_3} U_{i3} \right)$$

实例 3-4 设计一个反相加法器,要求实现 $y = -(5x_1 + x_2 + 4x_3)$ 运算,且输入电阻不低于 10 kΩ。



解：将式 $y=-(5x_1+x_2+4x_3)$ 与式 (3-36) 对照，可得下列关系：

$$\frac{R_f}{R_1} = 5, \quad \frac{R_f}{R_2} = 1, \quad \frac{R_f}{R_3} = 4$$

即
$$R_1 = \frac{R_f}{5}, \quad R_2 = R_f, \quad R_3 = \frac{R_f}{4}$$

依题意，输入电阻不低于 $10 \text{ k}\Omega$ ，故可选 $R_1=10 \text{ k}\Omega$ ，则 $R_f=50 \text{ k}\Omega$ ， $R_2=50 \text{ k}\Omega$ ， $R_3=12.5 \text{ k}\Omega$ ，所设计的电路与图 3-22 相同，其中平衡电阻 R_4 为

$$R_4=R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_5=4.545 \text{ k}\Omega$$

4. 减法运算电路（求差运算）

在运算放大器的反相输入端和同相输入端分别接有输入信号 u_{i1} 和 u_{i2} ，便构成了减法运算电路，又称差动运算电路，如图 3-23 所示。

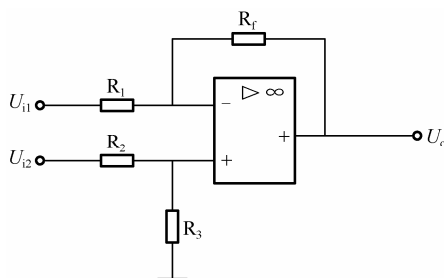


图 3-23 减法运算电路

由“虚短”和“虚断”的概念，根据图 3-23 可列出：

$$\frac{u_{i1} - u_-}{R_1} = \frac{u_- - u_o}{R_f}$$

$$u_+ = u_-$$

可得：

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{i2} - \frac{R_f}{R_1} u_{i1} \quad (3-37)$$

当 $R_1=R_2$ ， $R_3=R_f$ 时，有：

$$u_o = \frac{R_f}{R_1} (u_{i2} - u_{i1}) \quad (3-38)$$

实例 3-5 写出图 3-24 所示电路输出电压与输入电压的关系式。

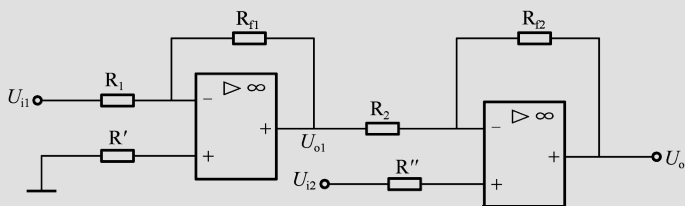


图 3-24 例题 3-5 电路

解：第一级运放组成反相比例运算电路，所以



$$u_{o1} = -\frac{R_{f1}}{R_1} \times u_{i1}$$

第二级运放组成减法运算电路，所以：

$$\begin{aligned} \frac{u_{o1} - u_{i2}}{R_2} &= \frac{u_{i2} - u_o}{R_{f2}} \\ u_o &= \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_2}\right) u_{i2} - \frac{R_{f2}}{R_2} u_{o1} \\ &= \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_2}\right) u_{i2} + \frac{R_{f1} \times R_{f2}}{R_1 R_2} u_{i1} \end{aligned}$$

5. 积分运算和微分运算

1) 积分运算电路

积分运算电路是模拟计算机中的基本单元，数学模式为 $y=k\int xdt$ ；电路模式为 $u=k\int u_i dt$ 。利用它可以实现对微分方程的模拟，能对信号进行积分运算。此外，积分运算电路在控制和测量系统中也有广泛的应用。由集成运算放大器构成的积分运算电路如图 3-25 所示，利用“虚短”和“虚地”的概念，有：

$$i_R = i_C = \frac{u_i}{R_1}$$

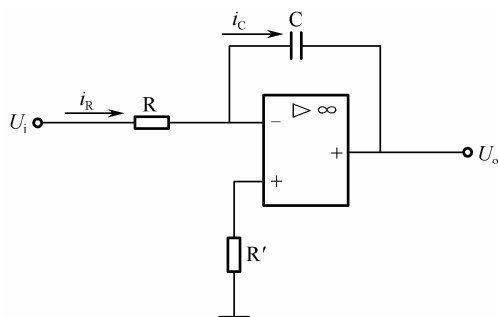


图 3-25 积分运算电路

故

$$u_o = -u_c = -\frac{1}{c} \int i_c dt = -\frac{1}{RC} \int u_i dt \quad (3-39)$$

式 (3-39) 表明，输出电压与输入电压成积分关系，当输入电压为常数时，即 $u_i = U_i$ ，式 (3-39) 可写成：

$$u_o = -\frac{U_i}{R_1 C} t \quad (3-40)$$

由上式可以看出，当输入电压固定时，由集成运放构成的积分电路，在电容充电过程（即积分过程）中，输出电压（即电容器两端电压）随时间线性增长，增长速度均匀。而简单的 RC 积分电路所能实现的则是电容器两端电压随时间呈指数规律增长，只在很小范围内可近似为线性关系。从这一点来看，集成运放构成的积分器实现了接近理想的积分运算。



2) 微分运算电路

将图 3-25 中的电阻器和电容器位置互换就形成了微分电路，如图 3-26 所示。

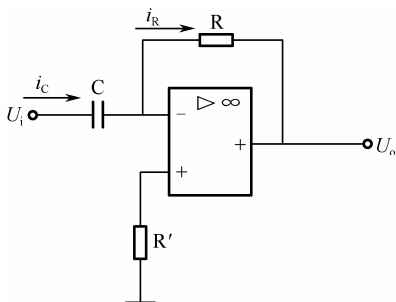


图 3-26 微分运算电路

由“虚断”和“虚地”的概念分析可得：

$$\begin{aligned} i_c &= \frac{du_i}{dt} = -\frac{u_o}{R} \\ u_o &= -RC \frac{du_i}{dt} \end{aligned} \quad (3-41)$$

式 (3-41) 表明，输出电压与输入电压对时间的微分成比例，输出电压仅反映输入电压的变化部分，利用这一点可以实现波形变换，如图 3-27 所示，将方波转换成尖脉冲。

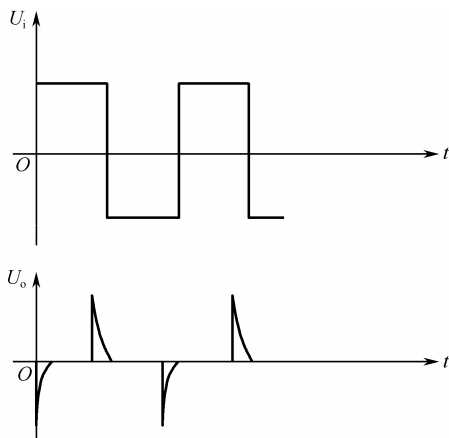


图 3-27 微分电路的波形变换

在图 3-26 所示的微分电路中，电容器 C 对高频信号呈现的容抗很小，所以对高频成分很敏感，很容易受到高频信号的干扰，为此可在输入电路中串联一个小电阻，抑制干扰信号的作用，同时在 R_f 两端并联一个小电容，以加强高频信号的负反馈，压低高频噪声，改进后的电路如图 3-28 所示。

6. 指数和对数运算

在控制系统和测量仪表中，经常遇到需要实现对数运算和指数运算的问题。将这两种运算电路适当组合，可组成具有不同功能的各种非线性运算电路（如乘法、除法等运算电路），因而应用十分广泛。

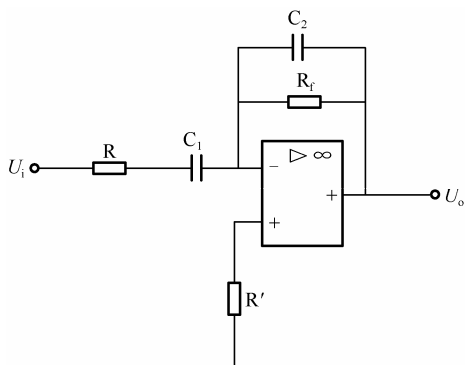


图 3-28 改进型微分电路

1) 对数运算

二极管的 PN 结或三极管的发射结的正向伏安特性具有指数关系, 因此, 用它们作为运放的反馈元件, 可以构成对数运算放大器。对数运算电路如图 3-29 (a) 所示。

图 3-29 (a) 中, 反馈元件是二极管, 根据二极管特性方程, 流过二极管的电流 i_D 与其端电压 u_D 的关系为:

$$i_D \approx I_s (e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1)$$

$$\text{或} \quad u_D = U_T \ln \frac{i_D}{I_s} \quad (3-42)$$

$$\text{再由 } u_o = -u_D, \quad i_1 = i_D, \quad \text{有 } u_o = -U_T \ln \frac{i_1}{I_s} = -U_T \ln \frac{u_i}{RI_s} \quad (3-43)$$

上式表明, 输出电压与输入电压的对数成比例, 从而实现了对数运算。

图 3-29 (b) 由三极管代替图 3-29 (a) 中的二极管, 根据“虚地”的概念, 三极管的集电极近似为地电位, 集电极与基极之间相当于短路, 即三极管当作二极管使用, 所不同的是三极管在集电极与基极短接时, 电流 i_C 在很大范围内与电压 u_{BE} 之间具有良好的对数关系, 所以电路可以获得较大的工作范围。三极管的集电极电流 i_C 与基射极电压之间的关系与二极管的电流电压关系式相似。

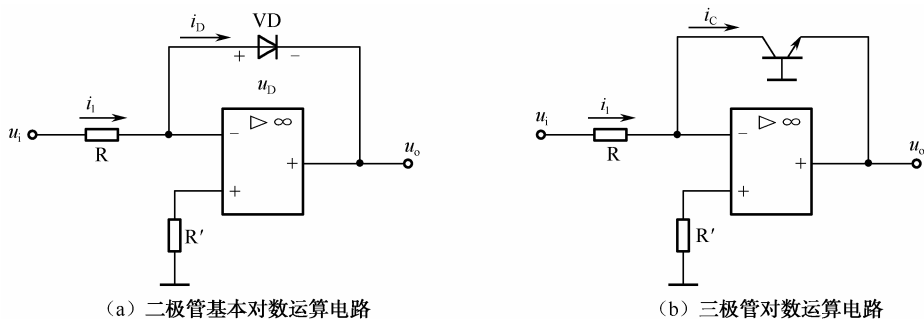


图 3-29 对数运算电路

无论是二极管对数运算电路还是三极管对数运算电路, 其运算精度受温度影响较大, 原因是 U_T 和 I_s 是温度的函数, 所以在应用时要注意温度的影响, 必要时应采用温度补偿。



2) 指数运算

指数运算是对数运算的逆运算。因此,将图 3-29 (a) 中二极管与电阻互换就成为指数运算电路,如图 3-30 所示。

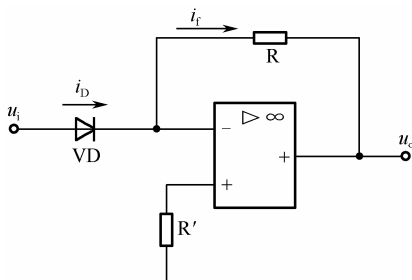


图 3-30 指数运算电路

由图 3-30 可得:

$$u_o = -R_f i_f = -R_f i_1 \approx -R_f I_S e^{\frac{u_i}{U_T}} \quad (3-44)$$

3.2.3 集成运算放大器在信号处理中的应用

1. 线性整流

由二极管的伏安特性可知,当外加电压小于二极管的阈值电压时,二极管仍处于截止状态。硅二极管的阈值电压约为 0.5 V,即当外加信号电压小于 0.5 V 时,二极管处于截止状态,所以对一般的整流电路,当交流电压幅值小于 0.5 V 时,电路没有输出,利用集成运算放大器组成的线性整流电路可以实现对小信号电压的整流,其电路如图 3-31 (a) 所示。

在 u_i 正半周, $u_o' < 0$, 二极管 VD_1 导通、 VD_2 截止, R_f 上没有电流, $u_o = 0$; 在 u_i 负半周, $u_o' > 0$, 二极管 VD_1 截止、 VD_2 导通, VD_2 导通之后, u_o 与 u_i 的关系为线性,即 $u_o = -\frac{R_f}{R_i} u_i$, 输出电压与输入电压成比例变化;由此可见,在信号的整个周期内,有半个周期输出电压为 0, 另外半个周期与输入电压成比例变化, 所以称为半波线性整流, 其波形如图 3-31 (b) 所示。

线性整流电路可以实现对小信号电压整流。例如, 设集成运算放大器的开环电压放大倍数为 4×10^5 倍 (40 万倍), 要达到二极管的阈值电压 0.5 V, 所需要的 u_i 为:

$$u_i = \frac{0.5}{4 \times 10^5} = 0.125 \times 10^{-5} = 1.25 (\mu V)$$

即当输入信号达到 1.25 μV 时, 电路中相应的二极管便可导通, 就可以实现对微小输入信号电压进行整流。

2. 有源滤波

滤波器的功能是让输入信号中某些频率的信号顺利通过, 而另外一些频率的信号受到较强的抑制和衰减, 因此在信息的处理、数据的传送、无线电通信及自动控制等方向得到广泛的应用。只采用无源元件 R 、 L 、 C 组成的滤波电路为无源滤波器, 而采用有源器件集成运算放大器与 RC 组成的滤波电路为有源滤波器。与无源滤波器比较, 有源滤波器因为没



有电感元件，所以体积小、质量轻，并且具有一定的放大和带负载能力，其缺点是因为集成运算放大器的频率带宽有限，所以有源滤波器的工作频率较低，一般使用频率在几十千赫以下，而当频率高于几十千赫时，常采用 LC 无源滤波器效果较好。

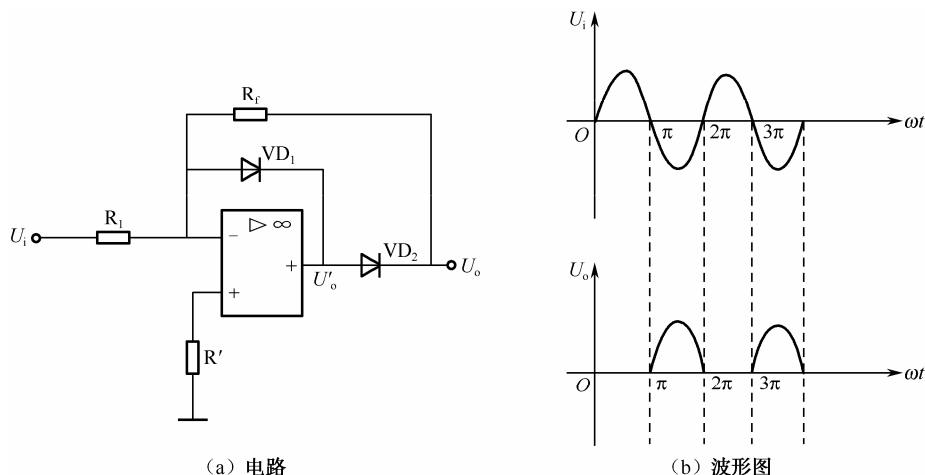


图 3-31 线性整流电路

滤波器在工作时，允许信号通过的频率范围称为通带，而不允许信号通过的频率范围称为阻带，通带和阻带分界点的频率称为截止频率或转折频率。根据滤波器工作的频率范围不同，滤波器分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器。低通滤波器指低频信号能通过而高频信号不能通过的滤波器，高通滤波器与之相反；带通滤波器使在一个频带范围内的信号能通过，而除此之外的信号均不能通过，带阻滤波器则与之相反。上述四种滤波器的理想特性如图 3-32 所示。

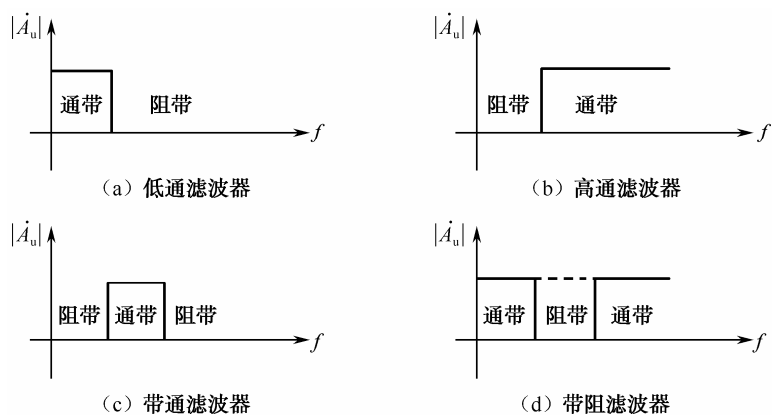


图 3-32 滤波器的理想特性

1) 低通滤波器

(1) 一阶有源低通滤波器

最基本的一阶 RC 低通滤波电路如图 3-33 (a) 所示。根据图 3-33 (a) 所示的电路，可以得出电路的输出与输入关系式为：

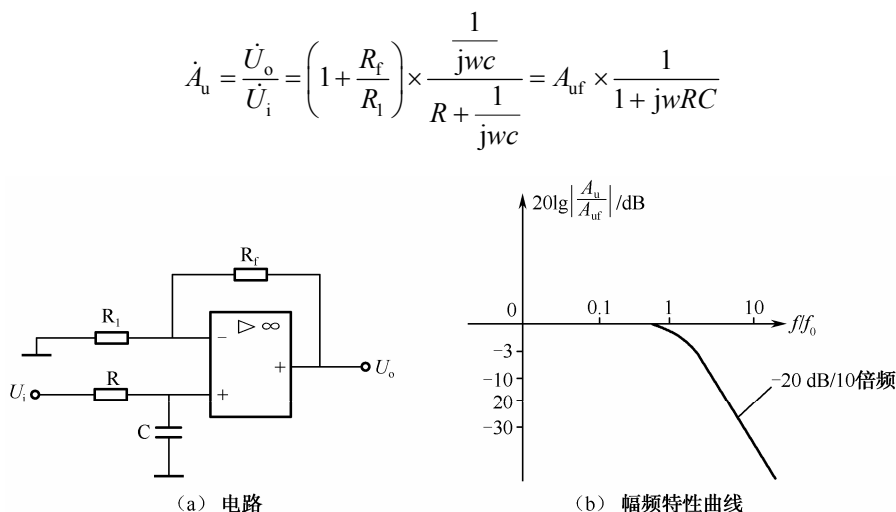


图 3-33 一阶低通滤波电路

令 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ，则代入上式得：

$$\dot{A}_u = A_{uf} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (3-45)$$

式中， A_{uf} 为通带电压放大倍数； f_0 为特征频率。

式 (3-45) 即为一阶低通滤波电路的频率特性， f_0 为特征频率，当频率增加时， $|\dot{A}_u|$ 逐渐降低，当 $f=f_0$ 时， $|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{uf}$ ，所以 f_0 为通带截止频率 f_H ，其值为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-46)$$

f_0 值的大小与元件参数有关，改变 R 、 C 值的大小，可以改变 f_0 的大小。

由式 (3-45) 可以得出对数幅频特性：

$$20 \lg \left| \frac{\dot{A}_u}{A_{uf}} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0} \right)^2}}$$

其幅频特性曲线如图 3-33 (b) 所示，由图可以看出 $f < f_0$ 时，信号能顺利通过，属于低通滤波，而当 $f > f_0$ 时，信号按 $-20 \text{ dB}/10$ 倍频的斜率衰减，但并不是按理想输出迅速减为零，即：当 $f=10f_0$ 时，输出幅度只降低了 20 dB ，衰减得太慢，滤波效率不理想，为了使滤波特性更接近理想情况，可采用二阶、三阶或更高阶的滤波电路。

(2) 二阶有源低通滤波器

为了改善滤波效果，使输出信号在 $f > f_0$ 时衰减得更快，可将上述滤波电路再加一级 RC 低通电路，组成二阶低通滤波电路，如图 3-34 (a) 所示。图中，电容器 C_1 的一端接到运放的输出端，目的是引入反馈，使高频段幅度衰减更快，更接近理想特性。图 3-34 (b) 为对数幅频特性曲线。由曲线可以看出，在 $f > f_0$ 时，可提供 $-40 \text{ dB}/10$ 倍频程的衰减，滤波效果

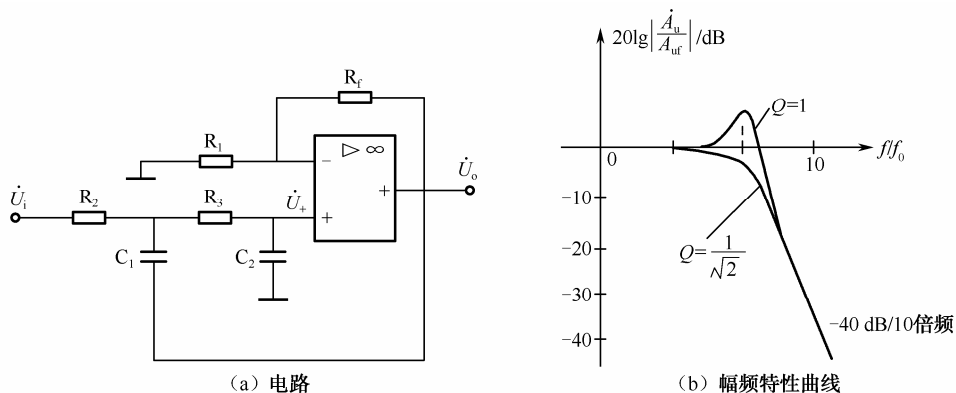


图 3-34 二阶有源低通滤波电路

2) 高通滤波器

(1) 一阶高通滤波电路

一阶高通滤波电路如图 3-35 (a) 所示, 由图可以写出输出与输入的关系式:

$$\dot{A}_u = \frac{A_{uf}}{1 - j \frac{f_0}{f}} \quad (3-47)$$

当 $f=f_0$ 时, $|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{uf}$, 所以 f_0 为通带截止频率 f_L :

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-48)$$

其对数幅频特性如图 3-35 (b) 所示。

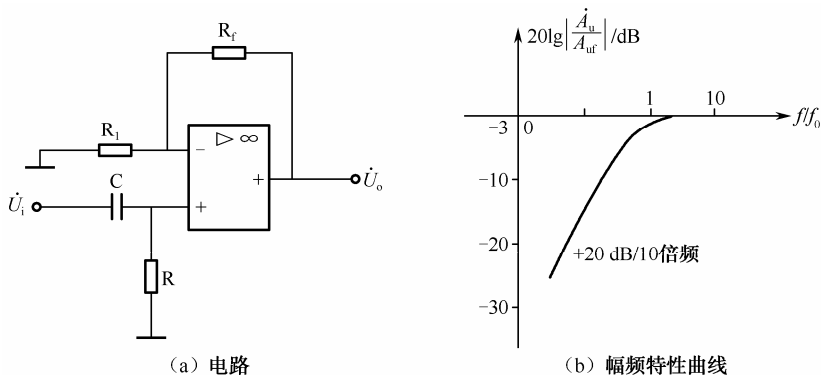


图 3-35 一阶高通滤波电路

由对数幅频特性曲线可以看出, 当 $f > f_0$ 时, 信号能顺利通过, 属于高通滤波电路, 而当 $f < f_0$ 时, 信号被衰减。

(2) 二阶高通滤波电路

将二阶低通滤波电路中滤波电容器和电阻器的位置互换就构成了二阶高通滤波电路, 又称为二阶压控电压源滤波电路, 电路如图 3-36 (a) 所示, 图 3-36 (b) 为其幅频特性曲



项目3 信号发生器的制作与调试

线, 由特性曲线可以看出当 $f > f_0$ 时, 曲线不衰减, 而当 $f < f_0$ 时, 曲线衰减得比较快。

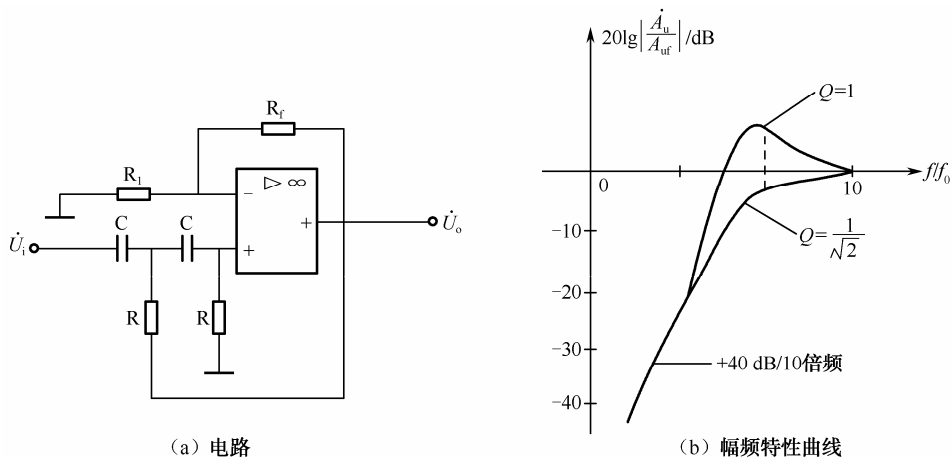


图 3-36 二阶有源高通滤波电路

3. 电压比较器

电压比较器是对输入信号进行幅度鉴别和比较的电路, 它的功能是将一个模拟量的电压信号去和一个参考电压比较, 从而判定两个信号的相对大小, 它的输入信号通常是连续的模拟信号, 输出量是数字信号或脉冲信号, 在电压比较器中, 集成运放通常工作在开环状态, 或电路引入正反馈, 因此一般工作在非线性区。

1) 过零比较器

一个简单的过零比较器电路如图 3-37 所示。

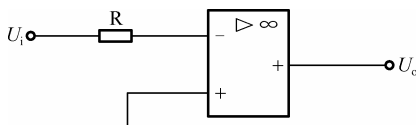


图 3-37 过零比较器电路

由电路分析可知, 当 $u_i > 0$ 时, $u_o = -U_{om}$, 当 $u_i < 0$ 时, $u_o = +U_{om}$, 使输出状态发生转换时对应的输入临界电压为 0 V , 电路的传输特性如图 3-38 所示。如果集成运放的同相输入端不接地, 而是接参考电压 U_R , 则工作原理相同, 即当 $u_i > U_R$ 时, $u_o = -U_{om}$, 当 $u_i < U_R$ 时, $u_o = +U_{om}$, 使输出状态发生转换的临界电压为 $u_i = U_R$, 其电路及传输特性曲线如图 3-39 所示。

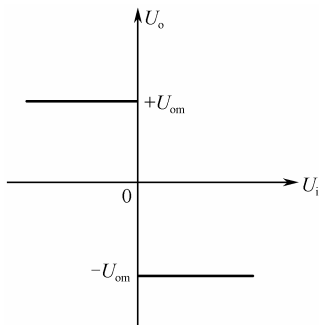


图 3-38 过零比较器电压传输特性曲线



利用过零比较器的特点，当输入信号正、负交替时，输出信号 u_o 为方波。

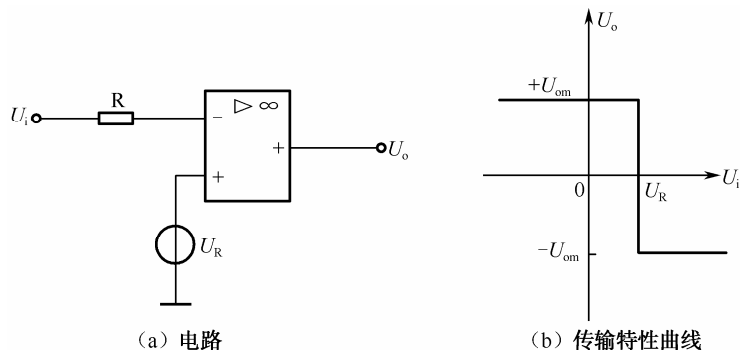
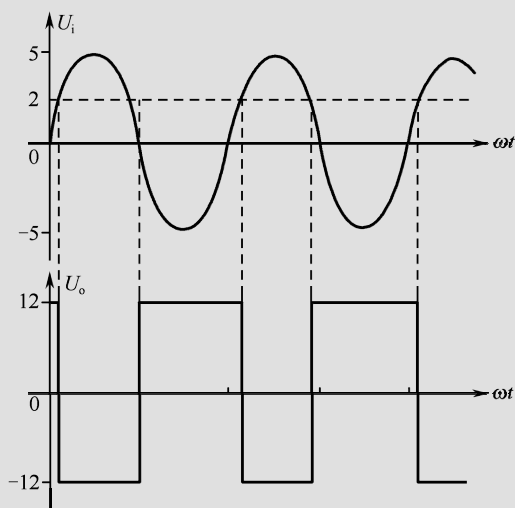


图 3-39 开环电压比较器

实例 3-6 电路如图 3-39 (a) 所示，设 $U_R=2\text{ V}$ ， $u_i=5\sin\omega t\text{ V}$ ， $U_{om}=\pm 12\text{ V}$ ，画出 u_o 的波形。

解：因为 $U_R=2\text{ V}$ ，所以当 $u_i < 2\text{ V}$ 时， $u_o=+12\text{ V}$ ；当 $u_i > 2\text{ V}$ 时， $u_o=-12\text{ V}$ 。

对应的输入、输出信号波形如图 3-40 所示。



2) 具有滞回特性的电压比较器

上面介绍的过零比较器在实际应用中存在这样的问题，若输入电压值恰好在临界电压附近，则由于零点漂移的存在，输出电压将不断地从一种状态跃变为另一种状态，这在控制系统中对执行机构是不利的，为此在电路中引入正反馈构成具有滞回特性的电压比较器电路，如图 3-41 (a) 所示。

当 u_i 很小时， $u_o=+U_{om}$ ，此时根据叠加原理可以得出 u_{+1} 的电位为：

$$u_{+1} = \frac{R_f}{R + R_f} U_R + \frac{R}{R + R_f} U_{om}$$

当输入信号增大且必须大于 u_{+1} 即 $u_i > u_{+1}$ 时， u_o 的状态才会再由 $+U_{om}$ 跃变为 $-U_{om}$ ，同时同相端的电位随之改变，记作 u_{+2} 。



$$u_{+2} = \frac{R_f}{R + R_f} U_R - \frac{R}{R + R_f} U_{om}$$

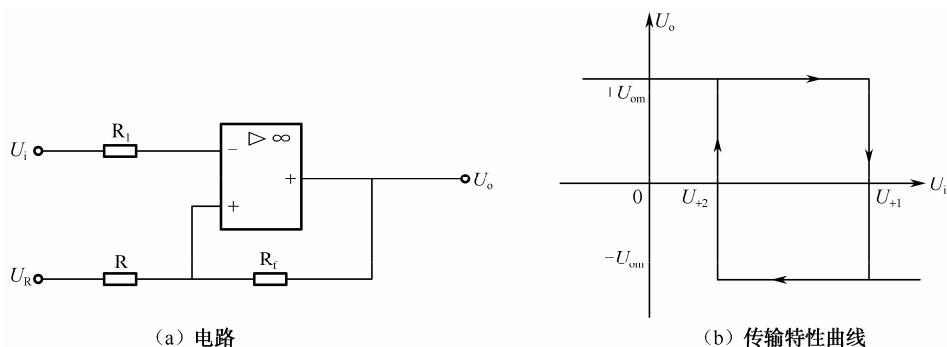


图 3-41 具有滞回特性的电压比较器

当输入信号减小且必须小于 u_{+2} 即 $u_i < u_{+2}$ 时, u_o 的状态才会再由 $-U_{om}$ 跃变为 $+U_{om}$, 因为 $u_{+1} > u_{+2}$, 所以出现滞回特性如图 3-41 (b) 所示, u_{+1} 与 u_{+2} 的差称为回差, 调整电阻元件的参数, 可以调整回差的大小。具有滞回特性的电压比较器具有较强的抗干扰能力, 在某些时候, 为了满足后续电路逻辑电平的要求, 可在比较器中加限幅电路, 如图 3-42 所示。

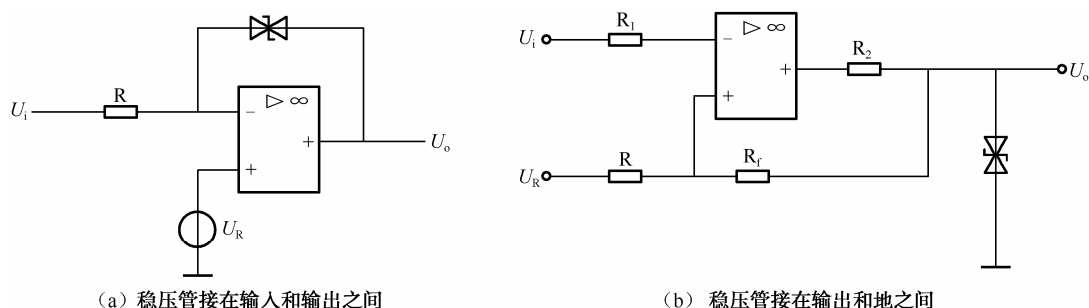


图 3-42 加限幅的电压比较器

实验8 比例运算电路的测试

1. 实验目的

- (1) 进一步理解比例运算电路的特点;
- (2) 掌握集成块引脚图的读识方法;
- (3) 能用集成运算放大器及电阻器连接成反比例电路和同比例电路;
- (4) 能测试电路的输出量。

2. 实验设备与器件

- (1) $\pm 15\text{ V}$ 直流电源;
- (2) 直流信号源;
- (3) 直流电压表;



- (4) 集成运算放大器 LM324;
- (5) 模拟电子技术综合实验仪;
- (6) 电阻器若干。

3 . 实验内容

实验用集成块 LM324 引脚图如 3-43 所示。

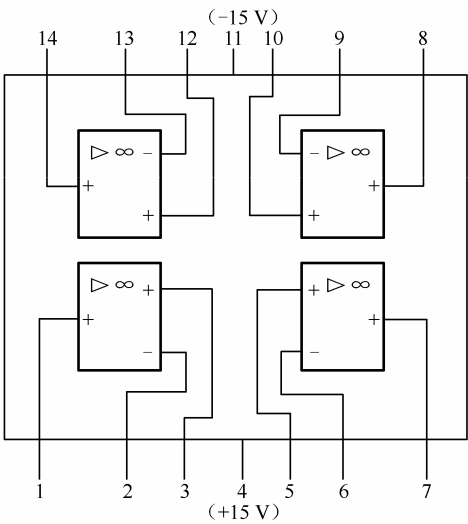


图 3-43 LM324 引脚图

实验前要看清运放组件各引脚的位置；切忌正、负电源极性接反和输出端短路，否则将损坏集成块。

1) 反相比例运算电路

(1) 将集成块固定在模拟电子技术实验台上，按图 3-44 连接实验电路，检查无误后，接通 $\pm 15\text{ V}$ 电源。

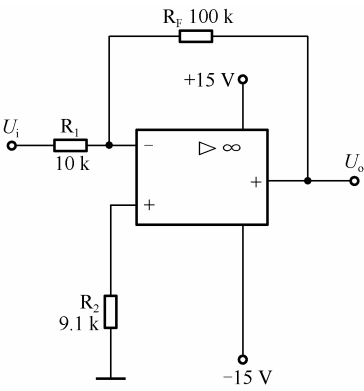


图 3-44 反相比例运算电路

(2) 由直流信号源产生输入信号，加到电路的输入端，用直流电压表测量相应的 U_o ，并填入表 3-4 中。



表 3-4 反相比例运算电路测量值

U_i (V)	0.3	-0.6	0.8
U_o (V)			
A_v 实测值			
A_v 计算值			

2) 同相比例运算电路

(1) 在模拟电子技术实验台上按图 3-45 连接实验电路, 检查无误后, 接通 $\pm 15\text{ V}$ 电源。

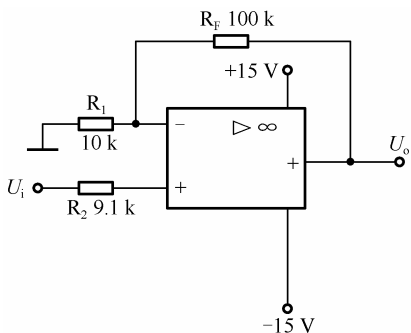


图 3-45 同相比例运算电路

(2) 由直流信号源产生输入信号, 加到电路的输入端, 用直流电压表测量相应的 U_o , 并填入表 3-5 中。

表 3-5 同相比例运算电路测量值

U_i (V)	0.4	-0.5	0.8
U_o (V)			
A_v 实测值			
A_v 计算值			

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据。
- (2) 将理论计算结果和实测数据相比, 分析产生误差的原因。

实验9 求和求差运算电路测试

1. 实验目的

- (1) 进一步掌握求和求差运算电路的特点;
- (2) 能读识集成块引脚图;
- (3) 能用集成运算放大器组成连接求和及求差运算电路;
- (4) 能测试电路的输出量。



2. 实验设备与器件

- (1) $\pm 15\text{ V}$ 直流电源；
- (2) 直流信号源；
- (3) 直流电压表；
- (4) 集成运算放大器 LM324；
- (5) 模拟电子技术综合实验仪；
- (6) 电阻器若干。

3. 实验内容

1) 反相加法运算电路

实验用集成块 LM324 引脚图如图 3-46 所示。

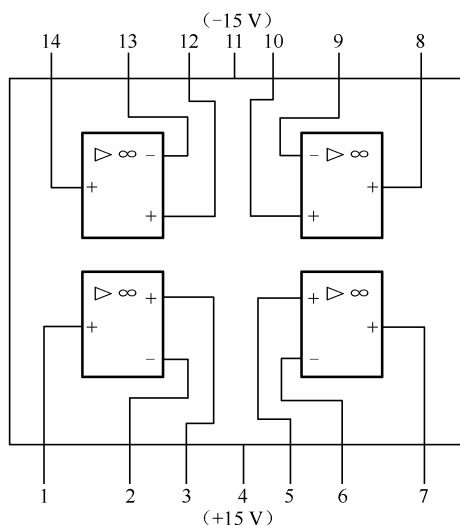


图 3-46 LM324 引脚图

(1) 在模拟电子技术实验台上固定集成块，按图 3-47 连接实验电路，检查无误后，接通 $\pm 15\text{ V}$ 电源。

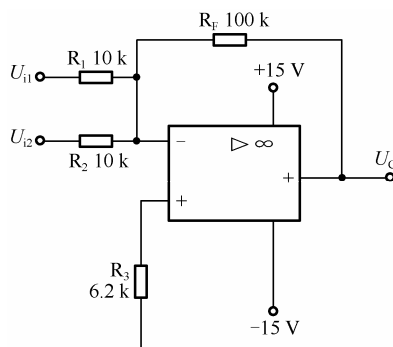


图 3-47 反相加法运算电路

(2) 由直流信号源产生输入信号，用直流电压表测量输入电压 U_{i1} 、 U_{i2} 及输出电压



U_o ，记入表 3-6。

表 3-6 反相加法运算

U_{i1} (V)	0.3	0.9
U_{i2} (V)	0.7	-0.6
U_o (V)		

2) 减法运算电路

(1) 在模拟电子技术实验台上固定集成块，按图 3-48 连接实验电路，检查无误后，接通 $\pm 15\text{ V}$ 电源。

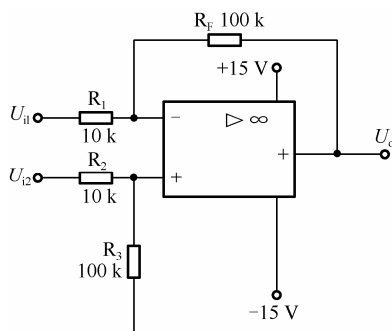


图 3-48 减法运算电路

(2) 由直流信号源产生输入信号，实验步骤同上，记入表 3-7。

表 3-7 减法运算

U_{i1} (V)	0.9	-0.5
U_{i2} (V)	0.5	0.6
U_o (V)		

4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据。
- (2) 将理论计算结果和实测数据相比，分析产生误差的原因。

3.3 正弦波振荡器

正弦波振荡电路是一种基本的模拟电路，它不需要输入信号，便能产生特定频率的交流输出信号。根据其输出信号不同，振荡电路分正弦波振荡电路和非正弦波振荡电路，在本项目中重点讨论正弦波振荡电路。

3.3.1 正弦波振荡电路的振荡条件与分类

1. 振荡条件

在图 3-49 中，假设开关 S 接在“1”端，输入端加上一个正弦信号 u_i ，即 $u_i(t)=$



$\sqrt{2} U_i \sin \omega t$, u_i 经放大电路放大和反馈网络反馈后在“2”端将得到一个同样频率的反馈电压 u_f 。即 $u_f(t) = \sqrt{2} U_f \sin(\omega t + \phi)$ 。

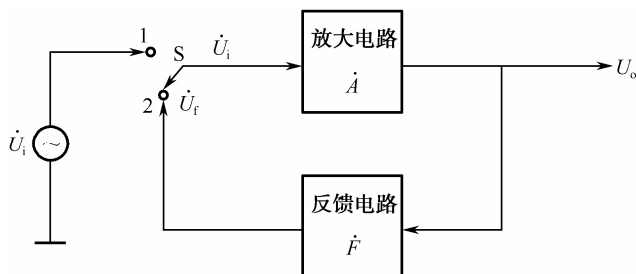


图 3-49 反馈放大电路产生自激振荡的条件

当反馈信号 u_f 与输入信号 u_i 在幅度和相位上都完全相等时, 将开关 S 由“1”转向“2”端, 放大电路的输出信号将保持不变, 没有任何变化, 不同的是现在的电路没有外加任何输入信号, 但在输出端得了一个角频率为 ω 的正弦波信号, 即放大电路产生了正弦波振荡, 所以振荡的条件为:

$$U_f = U_i$$

因为 $\dot{U}_f = \dot{F}\dot{U}_o = \dot{F}\dot{A}\dot{U}_i$, 所以产生正弦波振荡的条件又可表示为:

$$\dot{A}\dot{F} = 1 \quad (3-49)$$

这个条件实际上包含了两个方面:

(1) 幅值平衡条件:

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (3-50)$$

(2) 相位平衡条件:

$$\phi_A + \phi_F = \pm 2n\pi \quad (n=0, 1, 2\cdots) \quad (3-51)$$

幅值平衡条件的意义是: 频率为 f_0 的正弦波信号经过放大电路 \dot{A} 和反馈网络 \dot{F} 之后得到的反馈信号 \dot{U}_f 的大小正好等于原输入信号 \dot{U}_i 的大小。相位平衡条件的意义是: 若断开反馈信号至放大电路的输入端连线, 在放大电路输入端加一个输入信号 \dot{U}_i , 经过放大电路 \dot{A} 和反馈网络 \dot{F} 后得到的反馈信号 \dot{U}_f 的相位必须和 \dot{U}_i 同相, 即是正反馈。

2. 起振和稳幅

在实际的放大电路中, 并没有输入信号和开关, 那么如何产生出正弦波输出信号呢? 在放大电路接通电源的瞬间, 电源电压从零突然增大, 电路中出现一电冲击, 电路受到扰动, 电路中微弱的噪声和扰动信号中包含了各种频率的谐波分量, 其中所有不符合振荡条件的谐波都逐渐衰减, 最终消失, 只有满足相位平衡条件的信号, 经放大器放大之后, 正反馈, 再放大, 再反馈, 如此反复循环, 只要 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 输出信号就将逐渐增大, 完成了电路的起振过程, 所以电路的起振的幅值条件为 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 相位平衡条件为 $\phi_A + \phi_F = \pm 2n\pi$ 。

振荡电路起振后, 输出信号将随时间逐渐增大, 当它的幅值大到一定程度后, 由于放大管进入非线性工作状态, 放大倍数降低, 直到满足 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$ 的幅值平衡条件, 电路达到稳幅振荡。



3. 振荡电路的组成和分类

1) 振荡电路的组成

振荡电路通常由以下四部分组成。

(1) 放大电路：放大电路的作用是放大信号，否则信号会逐渐衰减，无法产生持续的振荡输出。

(2) 反馈网络：反馈网络的作用是形成正反馈，使电路满足正弦波振荡的相位平衡条件。

(3) 选频网络：选频网络的作用是选出满足振荡条件的某单一频率的振荡信号，一般情况下，这个频率就是振荡电路的振荡频率，在许多振荡电路中，选频网络和反馈网络为同一网络。

(4) 稳幅环节：稳幅环节的作用是使振荡的幅值确定，起稳幅作用。

2) 分类

正弦波振荡电路是根据选频网络使用的元件类型不同分类的，其选频网络若由 RC 元件组成，则为 RC 正弦波振荡电路；若由 LC 元件组成，则为 LC 正弦波振荡电路；若由石英晶体组成，则为石英晶体振荡电路。

3.3.2 RC 正弦波振荡电路

1. RC 串并网络的频率特性

RC 串并网络如图 3-50 所示。

RC 串并网络由 R_1 和 C_1 相串联、 R_2 和 C_2 相并联组成；将输出电压 \dot{U}_2 与输入电压 \dot{U}_1 之比定义为 RC 串并网络的传输系数，记为 \dot{F} ，先定性分析 RC 串并网络的频率特性，在图 3-50 所示电路中，输入端输入幅度恒定的正弦电压 \dot{U}_1 ，当 \dot{U}_1 频率变化时， \dot{U}_2 的变化情况从两方面看：当频率较低时 $R_1 \ll 1/\omega C_1$ ， $R_2 \ll 1/\omega C_2$ ，此时图 3-50 的低频等效电路如图 3-51 (a) 所示， ω 越低，则 $1/\omega C_1$ 越大， U_2 的幅度越小，且相移越超前于 \dot{U}_1 ，当 ω 近零时， \dot{U}_2 趋近于零， Φ_F 接近 $+90^\circ$ 。

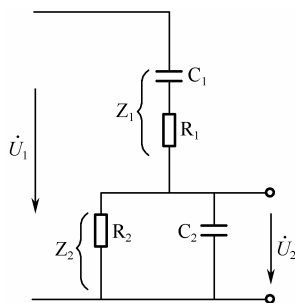


图 3-50 RC 串并网络

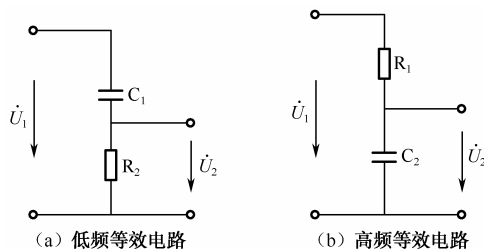


图 3-51 RC 串并网络在低频时的等效电路

而当频率较高时，由于 $R_1 \gg 1/\omega C_1$ ， $R_2 \gg 1/\omega C_2$ ，此时图 3-50 的高频等效电路如图 3-51 (b) 所示， ω 值越高，则 $1/\omega C_2$ 越小， \dot{U}_2 的幅度越小，且相位越滞后于 \dot{U}_1 ，当 ω 趋近于 ∞ 时， \dot{U}_2 趋近于零， Φ_F 接近 -90° ，由此可见，只有当角频率为某一中间值



时, \dot{U}_2 不为零, 且 \dot{U}_1 与 \dot{U}_2 同相。

下面再定量分析 RC 串并联网络的频率特性, 由定义知:

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C_1}\right) + \left(R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}\right)}$$

整理得:

$$\dot{F} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right) + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$$

实际电路中取:

$$C_1 = C_2 = C \quad R_1 = R_2 = R$$

则上式化简为:

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

令 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

则:

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (3-52)$$

$$|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \quad (3-53)$$

$$\varphi_F = -\arctan \frac{\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}}{3} \quad (3-54)$$

根据式 (3-53) 和式 (3-54) 可画出 RC 串并联网络的幅频特性曲线和相频特性曲线如图 3-52 所示。

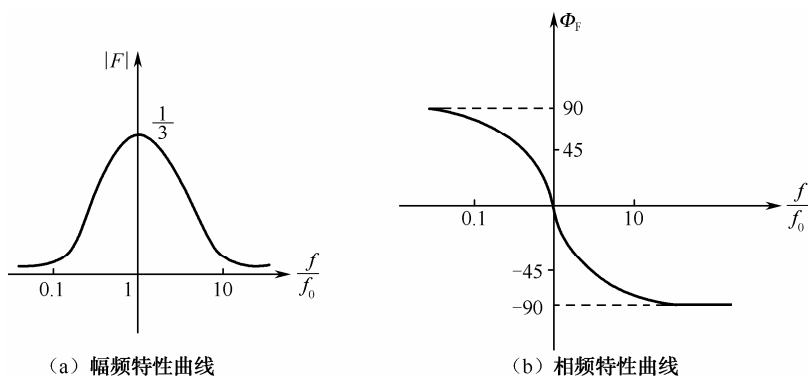


图 3-52 RC 串并联网络的频率特性



2. RC 正弦波振荡电路

1) 电路的组成及工作原理

电路如图 3-53 所示。在图中集成运算放大器与电阻器 R_1 和 R_f 构成反相输入比例运算电路，RC 串并联网络是电路中的选频和反馈网络。将图中的 K 点断开，引入瞬时极性为正的输入电压，可以判定出：当 $f=f_0$ 时， $\phi_A=0^\circ$ ， $\phi_F=0^\circ$ ，所以， $\phi_A+\phi_F=0^\circ$ 为正反馈，满足正弦波振荡的相位平衡条件，由于当 $f=f_0$ 时，RC 串并联网络的 $|\dot{F}|=\frac{1}{3}$ ，所以要求放大电路的电压放大倍数大于 3，通常放大倍数都能满足要求。

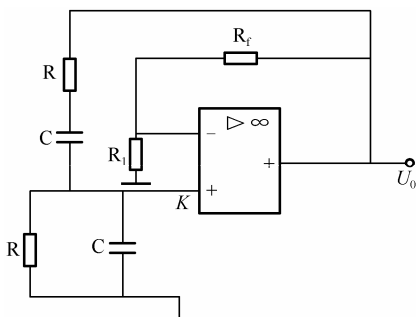


图 3-53 RC 串并联式正弦波振荡电路

2) 振荡频率

振荡频率由 RC 串并联网络确定，即：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-55)$$

由式 (3-55) 可见，改变 R 、 C 的取值可以调节振荡频率。

在图 3-53 电路中，因为 RC 串并联选频网络与 R_1 、 R_f 构成的负反馈回路正好形成四臂电桥(文氏电桥)，放大电路的输入信号和输出信号分别接在电桥的两个对角线上，所以又称为 RC 文氏电桥正弦波振荡电路，此振荡电路的优点是可以很方便地得到频率较广且连续可调的振荡频率。例如，在 RC 串并联网络中加波段开关，换接不同容量的电位器作为粗调，在电阻中串联同轴电位器作为细调，如图 3-54 所示。

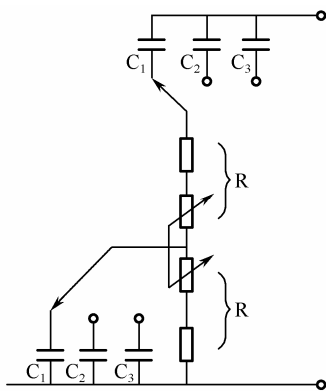


图 3-54 RC 串并联网络连续调节频率的方式



3. LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路以 L、C 元件构成选频网络，它可以产生频率较高的正弦波信号，常见的 LC 正弦波振荡电路有变压器反馈式、电容三点式和电感三点式三种，它们都采用 LC 并联回路作为选频网络，所以首先讨论 LC 并联网络的频率特性。

1) LC 并联回路的频率特性

LC 并联回路如图 3-55 所示。

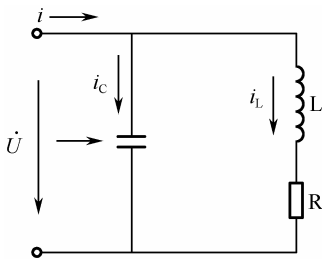


图 3-55 LC 并联回路

其中 R 表示电感和回路其他因素的总损耗。先定性分析一下该回路的频率特性，当频率很低时，因为容抗很大，感抗很小，则总的阻抗主要取决于电感支路；而当频率很高时，感抗很大、容抗很小，总阻抗主要取决于电容支路，所以当频率连续变化时，LC 并联回路的阻抗大小和性质也在发生变化，当频率降低时，并联阻抗是电感性的，且频率越低阻抗值越小，当频率很高时，并联阻抗是电容性的，且频率越高阻抗值越小。可以证明，只有在中间某一频率 $f=f_0$ 时，并联阻抗为纯电阻性，且等效阻抗达到最大值，这时的频率 f_0 即是 LC 电路的并联谐振频率。

(1) 谐振频率

由图 3-55 可知：LC 并联回路的复阻抗为：

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}$$

通常 $\omega L \gg R$ ，所以上式化简为：

$$Z = \frac{\frac{L}{C}}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}$$

当 $\omega L = 1/\omega C$ 时， Z 为实数，LC 回路呈纯电阻性，且阻抗值最大，回路发生了并联谐振，谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-56)$$

(2) 谐振时的阻抗

由式 (3-56) 可知，谐振时阻抗为：



$$Z_0 = \frac{L}{RC} \quad (3-57)$$

(3) LC 回路的品质因素及其意义

Q 为 LC 回路的品质因素, 其值为回路 L 或 C 在谐振时的电抗与回路中总损耗电阻 R 的比值, 即:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-58)$$

比较式 (3-57) 与式 (3-58), 得:

$$Z_0 = Q \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = Q \cdot \omega_0 L = Q \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-59)$$

由式 (3-59) 可以看出, 并联谐振时, 回路的谐振阻抗 Z_0 是支路电抗 ωL 或 $1/\omega C$ 的 Q 倍, LC 回路的 Q 值越大, 谐振阻抗 Z_0 越大, 由于并联谐振电路电压相等, 所以支路电流 I_C 或 I_L 要比总电流 I_0 大 Q 倍。

(4) 频率特性曲线

将化简后的复阻抗 Z 整理得:

$$Z = \frac{Z_0}{R + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{Z_0}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (3-60)$$

根据式 (3-60) 可以画出其幅频特性曲线和相频特性曲线, 如图 3-56 所示。

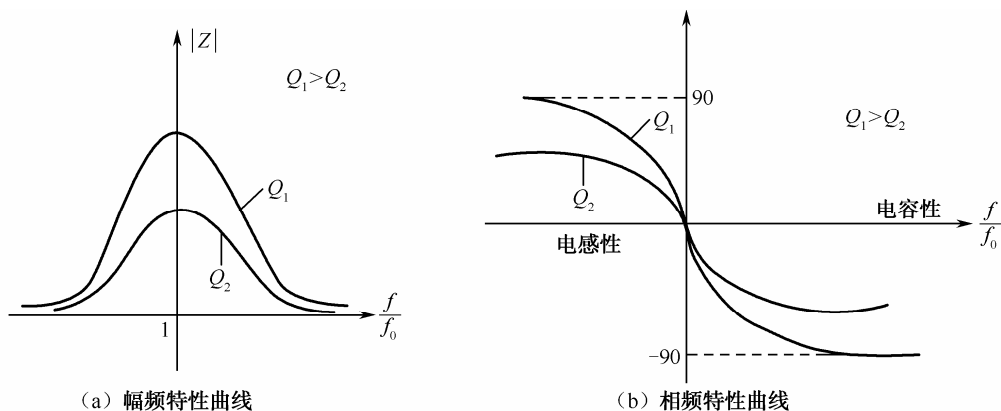


图 3-56 LC 串并联谐振电路的频率特性

由上述分析可以得出以下结论。

① LC 并联电路具有选频特性, 在谐振频率 f_0 处, 电路为纯电阻性的且阻抗值最大。当 $f < f_0$ 时, 呈电感性; $f > f_0$ 时, 呈电容性; 而频率从 f_0 处无论增大或减小, 等效阻抗 $|Z|$ 值都将减小。

② 谐振频率的大小与电路参数有关, 即 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。

③ 电路的品质因数 Q 值越大, 幅频特性曲线越尖锐, 即选频特性越好, 同时, LC 并联回路谐振时的阻抗值 Z_0 也越大。



2) 变压器反馈式 LC 振荡电路

变压器反馈式 LC 振荡电路如图 3-57 所示, 它采用了 LC 并联电路作为共发射极基本放大电路的集电极负载电阻, 变压器二次绕组 N_2 提供反馈通路, 电路产生的正弦波通过变压器绕组 N_3 提供给负载。

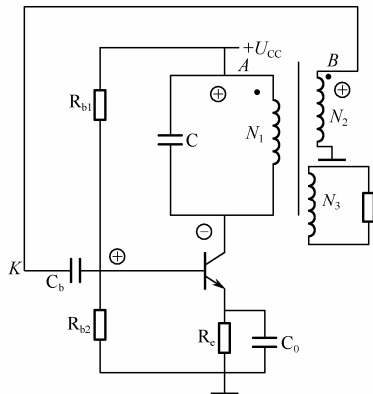


图 3-57 变压器反馈式 LC 振荡电路

为了分析相位平衡条件, 将图 3-57 中的反馈从 K 点断开, 加输入信号, 并设瞬时极性为 \oplus , 当输入信号的频率等于 LC 并联回路的谐振频率时, LC 回路呈电阻性, 所以三极管的集电极电位与基极电位反相, 即瞬时极性为 \ominus , 变压器一次绕组 A 端瞬时极性为 \oplus , 由于二次绕组的 B 端与一次侧绕组的 A 端为同名端, 所以瞬时极性应为 \oplus , 即反馈信号与输入信号同相, 为正反馈, 满足正弦波振荡的相位平衡条件, 电路中各点电位的瞬时极性如图 3-55 所示, 电路的振荡频率取决于 LC 回路的谐振频率:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

变压器反馈式 LC 正弦波振荡电路的特点是电路结构简单, 便于实现阻抗匹配, 容易起振, 并且通过改变电容的大小可以方便地调节频率, 但要注意变压器一次侧、二次侧绕组间的极性, 同名端不可接错, 否则接成负反馈, 电路就不能振荡。

3) 电感三点式 LC 正弦波振荡电路

电感三点式 LC 正弦波振荡电路如图 3-58 所示。

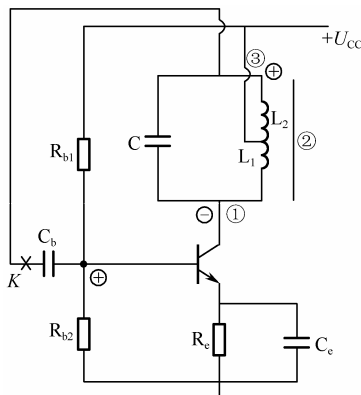


图 3-58 电感三点式正弦波振荡电路



项目3 信号发生器的制作与调试

为了分析相位平衡条件, 将图 3-58 中的反馈从 K 点断开, 加输入信号, 并设瞬时极性为正, 当信号的频率等于 LC 并联回路的谐振频率时, LC 回路呈电阻性, 所以三极管集电极电位与基极电位反相, 即瞬时极性为负, 由于电感的中间抽头交流接地, 所以③端的瞬时极性为 \oplus , 反馈信号与输入信号同相, 为正反馈, 满足正弦波振荡的相位平衡条件; 电路中各点电位的瞬时极性如图 3-57 所示, 电路的振荡频率等于 LC 并联回路的谐振频率, 即:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中, L 为谐振回路的等效电感, 即:

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

M 是绕阻 N_1 与 N_2 之间的互感。

电感三点式 LC 正弦波振荡电路中, 由于 L_1 和 L_2 采用自耦方式, 耦合得很紧, 电路容易起振, 采用可变电容器, 可以很方便地调节频率; 所以在经常需要改变频率的场合应用很广, 但是由于反馈电压取自 L_2 , 电感对高次谐波分量的阻抗大, 所以输出波形中含较多的高次谐波、波形较差。

4) 电容三点式 LC 正弦波振荡电路

电容三点式 LC 正弦波振荡电路如图 3-59 所示。

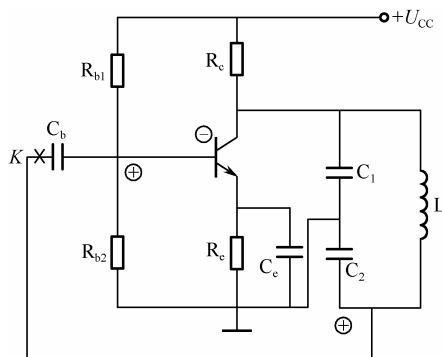


图 3-59 电容三点式 LC 正弦波振荡电路

电容三点式振荡电路与电感三点式振荡电路的主要区别在于 LC 并联电路, 前者是电容三点式, 后者是电感三点式, 它们都具有 LC 并联电路的基本特性, 所以电容三点式 LC 并联电路的三个端点之间的相位关系与电感三点式 LC 并联电路三个端点之间的相位关系相同, 不难分析, 当 LC 电路谐振时, 输入信号与反馈信号相位相同, 为正反馈, 满足正弦波振荡的相位平衡条件, 电路的振荡频率等于 LC 并联回路的谐振频率, 即:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中, C 为 LC 谐振回路总的等效电容, 其值为:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

电容三点式 LC 正弦波振荡电路中, 由于反馈电压取自电容 C_2 , 电容对于高次谐波阻抗很小, 于是反馈电压中谐波分量较小, 输出波形较好; 当频率要求较高时, 电容 C_1 、 C_2



的数值要取得比较小,但是当 C_1 、 C_2 的值小到可与三极管的极间电容相比拟的程度时,极间电容随温度等因素的变化将明显影响到振荡频率,造成振荡频率不稳定,为了克服这一缺点,可以在电感 L 支路串联一个电容 C ,使谐振频率主要由 C 和 L 决定,这样就形成了电容三点式改进型正弦波振荡电路,如图 3-60 所示。

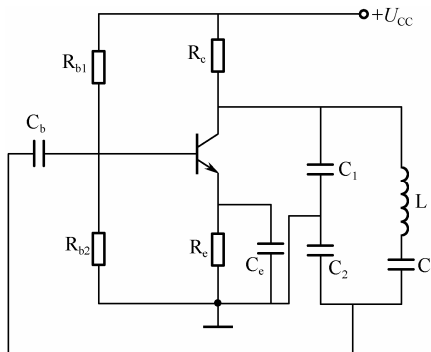


图 3-60 电容三点式改进型正弦波振荡电路

该电路的振荡基本上也等于 LC 回路的谐振频率,即:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}}$$

式中 $\frac{1}{C'} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}$ 。

在选择电容参数时, C_1 、 C_2 的容值较大,以掩盖极间电容变化的影响,而串联在 L 支路中的电容 C 容值较小,即 $C_1 \gg C$, $C_2 \gg C$,则 $C' \approx C$,所以振荡频可写成:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

5) 石英晶体振荡器

通过对 LC 并联回路频率特性的分析,已经了解到 LC 谐振回路的品质因数 Q 的大小对 LC 振荡电路的性能有较大影响,从图 3-55 中可以明显地看到, Q 值越大时幅频特性曲线越尖锐,LC 谐振回路的选频特性越好,同时相频特性曲线在 f_0 附近越陡,即对应同样的相位变化 $\Delta\phi$,频率的变化 $\Delta f/f_0$ 越小,频率的稳定度越好。一般的 LC 振荡电路,频率稳定度在 10^{-5} 数量级,而一些电子设备(如电子表等)要求频率稳定度高于 10^{-5} ,要满足这些要求,必须提高 LC 并联谐振回路的品质因数 Q 值,根据其表达式:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega RC}$$

可以看到,可尽量减小回路的损耗电阻,增加 L/C 的值,但 L/C 的值有一定的限制,因为 C 值选得太小时,三极管的极间电容及分布电容将显著影响频率的稳定性,而 L 值如果选得太大,它的体积将增大,线圈的损耗和分布电容的影响也随之加大;而石英晶体具有极高的 Q 值,用石英晶体组成的振荡器可以产生频率稳定度很高的振荡信号。

(1) 石英晶体的结构和符号

石英晶体是二氧化硅 (SiO_2) 结晶体,从石英晶体上按一定的方位角切割的薄片称为石



项目3 信号发生器的制作与调试

英晶片，其形状可以是正方形、长方形、圆形等，在晶片的两个对应面上涂敷银层作为电极，从每个电极上引出一根引线，再用金属外壳或玻璃壳封装起来，其结构图及图形符号如图 3-61 所示。

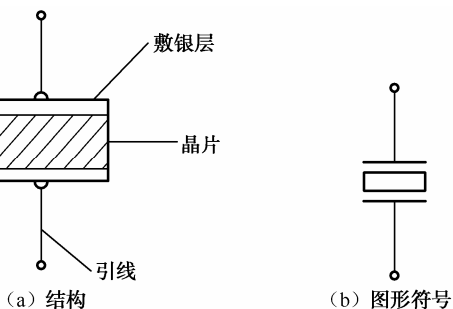


图 3-61 石英晶体结构和符号

(2) 石英晶体的谐振特性与等效电路

若在石英晶体的两个电极间加上一个电压，则晶片会产生相应的机械变形，相反，若在晶片上施加机械压力，则在两个电极之间会产生相应的电场，这种现象称为压电效应，若在晶片两极加上交变电压，晶片就会产生机械变形振动，同时晶片的机械振动又会产生交变电场，在一般情况下，这种机械振动的振幅是比较小的，但是当外加交变电场的频率为某一特定频率时，机械振动的幅值会急剧增加，比一般情况下的振幅大很多，这种现象称为石英晶体的压电谐振，这个特定频率称为石英晶体的固有频率或谐振频率，上述现象与 LC 回路的谐振现象非常相似，所以石英晶体又称为石英谐振器。

石英晶体的等效电路如图 3-62 (a) 所示，其中 C_0 为晶体极板间的平板电容，它的大小与晶体的几何尺寸和电极面积有关，一般为几皮法~几十皮法； L 表示晶体振动时机械振动的惯性，一般在几十毫亨~几百毫亨， C 表示晶片的弹性，一般小于 0.1 皮法， R 表示晶片振动时摩擦损耗，其值较小，一般为几欧~几百欧，由于晶体的等效电感较大，等效电阻和电容又很小，所以回路的品质因数 Q 值很大，可达 $10^4 \sim 10^6$ ，加上石英晶体的固有频率只与晶片的几何尺寸有关，很稳定，所以由石英谐振器组成的正弦波振荡电路可获得很高的频率稳定度。

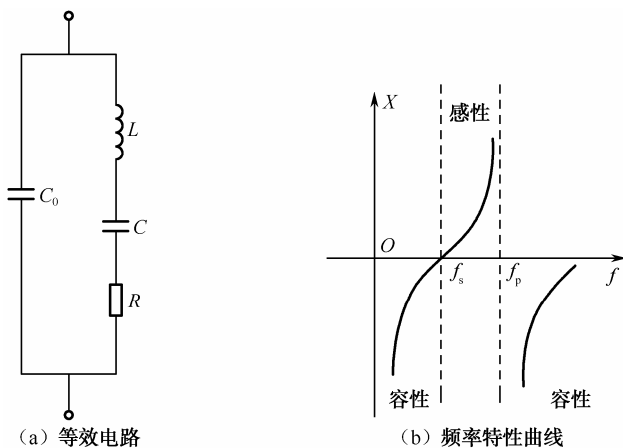


图 3-62 石英晶体的等效电路和频率特性



(3) 谐振频率

从石英晶体的等效电路可知, 这个电路有两个谐振频率。当 R 、 L 、 C 支路发生串联谐振时, 等效阻抗最小, 串联谐振频率为:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-61)$$

当等效电路并联谐振时, 等效阻抗最大, 并联谐振频率为:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_0C}{C_0+C}\right)}} = f_s\sqrt{1+\frac{C}{C_0}} \quad (3-62)$$

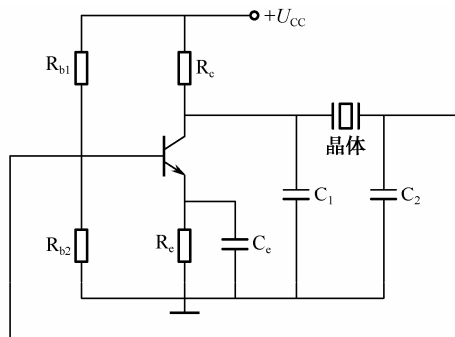
因为 $C_0 \gg C$, 所以 f_s 与 f_p 非常接近。

图 3-62 (b) 为石英晶体电抗-频率特性曲线, 从曲线中可以看到, 当频率低于串联谐振频率或高于并联谐振频率时, 晶体的电抗呈电容性, 当频率在串联谐振频率 f_s 和并联谐振频率 f_p 之间时, 晶体的电抗是电感性。

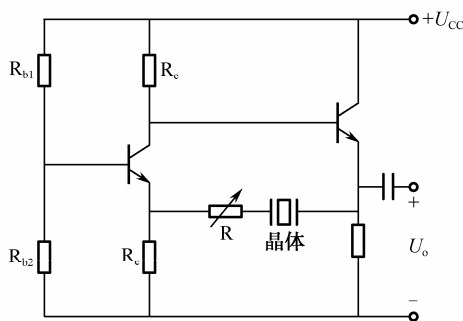
(4) 石英晶体振荡电路

利用石英晶体的频率特性可以构成串联型和并联型两种频率高度稳定的正弦波振荡电路。

① 并联型石英晶体振荡电路, 如图 3-63 (a) 所示, 当频率在 f_s 与 f_p 之间时, 石英晶体电抗呈电感性, 晶体在电路中起电感作用, 与电容器 C_1 、 C_2 组成电容三点式振荡电路。



(a) 并联型石英晶体振荡电路



(b) 串联型石英晶体振荡电路

图 3-63 石英晶体振荡电路

② 串联型石英晶体振荡电路, 如图 3-63 (b) 所示, 当石英晶体工作于串联谐振频率 f_s 时, 晶体呈现的阻抗最小, 且为纯电阻性, 这时的正反馈电压最大, 反馈最强, 相移为零, 满足相位平衡条件; 而对于除 f_s 以外的其他频率信号, 晶体的阻抗增大, 并且相移不为零, 不满足振荡条件, 因此电路只能在 $f=f_s$ 时产生振荡, 振荡频率为 $f=f_s$ 。

实验 10 RC 正弦波振荡电路的测试

1. 实验目的

- (1) 进一步明确 RC 正弦波振荡器的组成及其产生振荡的条件;
- (2) 掌握测试 RC 振荡电路静态工作点的方法, 能用示波器观察振荡电路的输出波形;
- (3) 掌握测量 RC 振荡电路振荡频率的方法。



2. 实验设备与器件

- (1) +12V 直流电源;
- (2) 函数信号发生器;
- (3) 双踪示波器;
- (4) 直流电压表;
- (5) 实验线路板。

3. 实验内容

- (1) 实验电路如图 3-64 所示, 在实验台上固定线路板, 接通+12 V 电源。

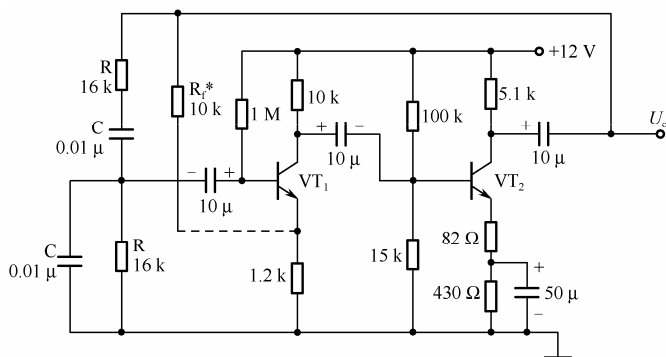


图 3-64 RC 串并联选频网络振荡器实验电路

- (2) 断开 RC 串并联网路, 测量放大器静态工作点, 将测量结果填入表 3-8 中。

表 3-8 静态工作点

	U_B (V)	U_E (V)	U_C (V)
第一级			
第二级			

- (3) 接通 RC 串并联网路, 使电路起振, 用示波器观测输出电压 u_O 波形, 调节 R_f 以获得满意的正弦信号, 记录波形并填入表 3-9 中。

表 3-9 振荡波形及振荡频率

输出电压波形	
f_0 测量值	
f_0 计算值	

- (4) 由函数信号发生器产生一定频率的正弦信号, 输入示波器 X 轴输入端, 调节信号发生器频率, 当示波器荧光屏上显示圆形或椭圆形时, 此频率与振荡频率相等, 记录频率值并填入表 3-9 中。



4. 实验报告要求

- (1) 整理实验数据。
- (2) 由给定电路参数计算振荡频率，并与实测值比较，分析误差产生的原因。

项目实施

1. 实施目的

- (1) 掌握常用电子元器件（二极管、三极管、场效应管、电阻器、电容器、电位器等）的检测测试方法；
- (2) 能运用所学知识分析实际电路的工作原理；
- (3) 了解小型电子电路装配工艺流程；
- (4) 熟悉电路板装配工艺要求；
- (5) 掌握集成块引脚图的读识方法；
- (6) 能分析、排查电路常见故障，具有一定的团队合作意识、安全意识、环保意识。

2. 所需设备与元器件

1) 工具与仪器

- (1) 万用表；
- (2) 直流稳压电源；
- (3) 晶体管毫伏表；
- (4) 双踪示波器；
- (5) 数字频率计；
- (6) 常用电子组装工具一套（电烙铁、尖嘴钳等）。

2) 元器件

在本项目实施中需要的元器件数量及规格如表 3-10 所示。

表 3-10 元器件明细表

标 号	名 称	规 格	标 号	名 称	规 格
R	双连电位器	8.2 kΩ	VT ₁	场效应管	3DJ7F
R ₀	电阻器	680 Ω	VT ₂	三极管	3DG30
R ₁	电位器	39 kΩ	A	集成运放	LM324
R ₂	电阻器	160 kΩ	C1	电容器	0.1 μF
R ₃	电阻器	33 kΩ	C ₀	电容器	0.01 μF
R ₄	电阻器	8.2 kΩ	C ₂	电解电容器	10 μF/30 V
R ₅	电阻器	100 kΩ	C ₃	电解电容器	30 μF/15 V
R ₆	电位器	16 kΩ	C ₄	电解电容器	100 μF/15 V
R ₇	电阻器	390 kΩ	C ₅	电解电容器	30 μF/15 V
R ₈	电位器	5.1 kΩ	—	电路板	—
VD ₁	高频硅二极管	2CG13	—	电源线及插头	—
VD ₂	高频硅二极管	2CG13	—	焊料、助焊剂	—



3. 电路工作原理分析

1) 信号发生器电路图

信号发生器电路图如图 3-65 所示, 为得到频率连续可调、波形好的正弦波, 电路选用 RC 文氏电桥正弦波振荡电路。

- 要求: (1) 频率范围 200~20 kHz, 连续可调;
 (2) 输出电压 $U_o > 2\text{ V}$ (连续可调);
 (3) 在频率范围内, 非线性失真要小。

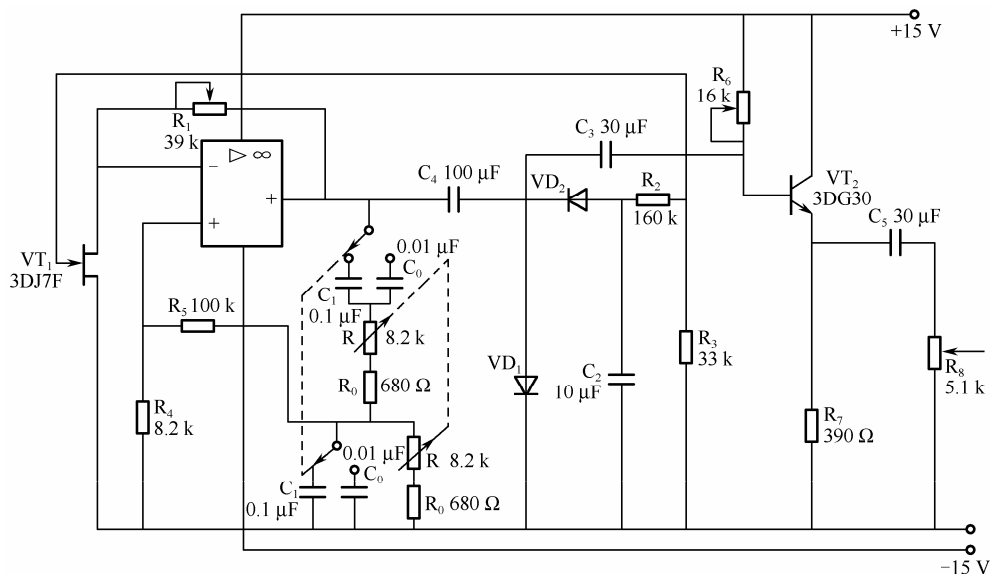


图 3-65 信号发生器电路图

2) 信号发生器工作原理分析

(1) RC 文氏电桥振荡器

图中集成运放 LM324 作为放大环节, R 、 R_0 及 C_1 、 C_0 构成 RC 选频网络, 根据电路的连接极性, 选频网络及电阻 R_4 、 R_5 与运算放大器之间构成正反馈, 满足正弦波振荡的条件, 可以产生正弦波振荡, 振荡频率为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(2) 改善振荡波形的稳幅电路

为改善振荡波形, 并使其稳定, 在电路中引入由电阻 R_1 和结型场效应管 3DJ7F 构成的负反馈, 保证振荡器可靠工作, 输出稳定的正弦波。场效应管需要的栅极控制电压 U_{GS} , 由二极管 VD_1 、 VD_2 及电容器 C_2 、 C_4 构成的倍压整流电路的输出, 经电阻器 R_2 、 R_3 分压后提供。

(3) 射极输出器输出

图中由三极管 VT_2 构成射极输出器作为隔离级, 防止负载对 RC 串并联选频网络的影响, 同时提高带负载能力。

(4) 输出幅度连续可调

输出电压由电位器 R_8 的滑动端取出, 幅度连续可调。



4. 电路焊接工艺要求

1) 工艺流程

本实训中,完成工作任务时要遵循的工艺流程为:

熟悉工艺要求→准备工作→绘制装备草图→核对元器件数量、规格、型号→元器件检测→元器件的预加工→电路焊接(或连接)→调试、测试。

2) 工艺要求

(1) 电子元器件的标记和色码部位应朝上,色环电阻器的色环标志顺序方向一致;电阻器、二极管均采用水平安装方式,高度为元件体离板面 4 mm 左右。

(2) 电容器、三极管必须采用垂直安装方式,高度为低部离板面 3~7 mm 左右。

(3) 元器件间的距离不能小于 2 mm,引线间距离要大于 3 mm。

(4) 所有焊点均采用直角焊,焊接完成后剪去多余引脚,留头在焊面上 0.5~1 mm,且不能损伤焊接面。

(5) 保证焊接可靠,无漏焊、短路现象。

5. 实施过程

1) 准备工作

(1) 熟悉工艺要求。要认真阅读电路原理图和工艺要求。

(2) 绘制装配草图。按电路板实样 1:1 在图纸上确定各元件的安装位置,由输入端开始向输出端逐步确定元件位置,每个安装孔只能插一个元器件引脚。

(3) 准备工作台。将工作台整理有序,准备好实施中需要用的工具、物品、仪器和设备。

(4) 清点元件。按表 3-10 所示的配套元件明细表核对元件数量和规格。

(5) 元件检测。本实训中电阻器、电容器、二极管、三极管的检测方法与项目 1 中的相同,不再重复,本项目实施中用到集成运算放大器及场效应管,简单的检测方法如下。

① 场效应管检测。

a. 栅极的判别。结型场效应管的源极和漏极可互换使用,所以一般判断出栅极即可,判断时根据 PN 结的单向导电性,用万用表的 $R \times 1 \text{ k}$ 挡,将黑表笔与假设的栅极相接,将红表笔分别与另外两个电极相接,测得两个电阻值,若两电阻都很小,则假设黑表笔所接的电极为栅极,且为 N 沟道结型场效管, P 沟道结型场效管的判定方法与之相反。

b. 性能判定。在判断出各电极之后,还可大致判断出管子的放大性能。将黑表笔和红表笔分别与漏极和源极相接,用手接触栅极和源极,若表针偏转较大,说明管子的放大性能较好,反之说明管子的放大性能较差或已损坏。

② 集成电路检测。

a. 不在线检测。一般情况下可用万用表测量各引脚与接地引脚之间的正、反向电阻,并和完好的集成电路或给出的各引脚正反电阻值表进行比较,判别电路的好坏。

b. 在线检测。用万用表检测 IC 各引脚在线(IC 在电路中)对地交、直流电压、电阻值及总工作电流,与给定正确值(参考值)相比较进行判别。

(6) 元器件位置的确定。

在装配草图上对应电路原理图,按顺序摆放好元器件,注意极性及连接关系应与电路



原理图一致。

2) 焊接（或连接）电路

焊接时，一手拿烙铁，另一手拿焊锡丝，手握电烙铁的手柄，绝不能握在金属部分。实施焊接时按五步法进行。

- ① 准备施焊：准备好焊锡丝，预热好电烙铁。
- ② 加热焊件：将烙铁头接触焊接点，使印制电路板上的元器件引脚均匀受热。
- ③ 加焊锡：当焊件加热到一定温度后，将焊料置于焊点，使焊料熔化并湿润焊点。
- ④ 去焊锡：当熔化一定量的焊锡后，将焊锡丝移开。
- ⑤ 去烙铁：当焊锡完全湿润焊点后朝大致 45° 的方向移开烙铁。

电路焊接时，要严格按照要求，将元器件逐个焊接到印制电路板上，元器件焊接顺序一般为先小后大、先低后高、先易后难、先一般后特殊，如先焊接卧式电阻器、二极管，其次焊接电容器、三极管，再焊接大电容器，若有集成电路，要最后焊接。

3) 电路测试

(1) 振荡电路调试

为便于检查电路的工作情况，先将电容器 C_3 断开，将示波器连接到振荡电路输出端，如果电路安装焊接无误，接通电源应能起振，示波器上能观察到正弦波。如果没有振荡波形，一般有两种原因：一是无正反馈，二是闭环放大倍数小。首先检查正反馈支路是否接通，若正反馈支路工作正常，但还没有振荡波形，可增大电阻 R_1 ，提高闭环增益，若仍不能起振，则应检查运算放大器性能是否正常。调试之后应使振荡电路正常工作，调节电阻 R_1 可控制输出幅度，调节双联电位器可改变频率。将通过示波器观察到的波形填入表 3-11 中。

表 3-11 振荡电路输出波形

振荡电路输出波形	
增大电阻 R_1 的输出波形	
调节双联电位器的输出波形	

(2) 射极输出器调试

① 测试射极输出器的静态工作点。用万用表测试射极输出器的静态值，使 U_{EQ2} 约为 8V，若偏离太多，可调节电阻 R_6 达到要求。将测试的静态值填入表 3-12 中。

表 3-12 射极输出器静态工作点

	$U_C(V)$	$U_B(V)$	$U_E(V)$
V_2			

② 测试射极输出器的动态。静态调好后，接通 C_3 ，将示波器接在电路输出端，应能观察到完好的正弦波，若波形有失真，说明射极输出器的静态工作点不合适，需要重调。



(3) 频率范围调试

振荡频率主要由 RC 的值决定, 当 C_1 或 C_0 确定之后, 使电阻 R 从小到大变化, 频率应满足 200~2 kHz 或 2~20 kHz, 若低频端达不到要求, 可适当加大电阻 R_4 、 R_5 的值, 若高频端达不到要求, 可适当减小电阻 R_0 的值。用频率计测量振荡频率, 将测量结果填入表 3-13 中。

表 3-13 电路振荡频率

	$C_1=0.1\ \mu\text{F}$	$C_0=0.01\ \mu\text{F}$
R 从小到大变化		
R 从小到大变化		

知识梳理与总结

1. 差动式放大电路

(1) 直接耦合放大器因不采用耦合电容, 所以既可放大频率较高的交流信号, 又可放大缓慢变化的直流信号, 这就带来了直接耦合放大电路的特殊问题——零点漂移。导致零点漂移的因素很多, 但温度变化是产生零点漂移的主要原因。

(2) 差动式放大电路利用其电路的对称性使零输入时达到零输出, 从而电路对差模信号有较强的放大能力, 对共模信号具有很强的抑制能力。根据输入输出方式的不同组合, 差动式放大电路共有四种典型接法, 即双端输入、双端输出, 双端输入、单端输出, 单端输入、双端输出, 单端输入、单端输出。共模抑制比是差模放大倍数与共模放大倍数之比, 是衡量差动式放大电路性能优劣的重要指标。

2. 集成运算放大器

(1) 集成运算放大器是高增益的直接耦合放大电路, 它由输入级、中间级、输出级和偏置电路组成, 为了有效地抑制零点漂移, 提高共模抑制比, 常采用差动式放大电路作为输入级。

(2) 集成运放工作在线性区时, 电路中通常引入深度负反馈, 此时有如下两个重要结论:

$$\begin{aligned} u_+ &= u_- && (\text{虚短}) \\ i_+ &= i_- = 0 && (\text{虚断}) \end{aligned}$$

(3) 集成运放工作在非线性区时, 电路通常工作于开环状态或引入正反馈, 此时有如下两个重要结论:

$$\begin{aligned} u_+ > u_- &\text{ 时, } u_o = +U_{om} \\ u_+ < u_- &\text{ 时, } u_o = -U_{om} \\ i_+ &= i_- = 0 && (\text{虚断}) \end{aligned}$$

(4) 集成运算放大器与电阻器、电容器、半导体器件等构成闭合电路, 可以实现比例、求和、积分、微分等运算电路, 这些电路的共同特点是引入深度负反馈, 运放工作在线性区, 利用“虚短”和“虚断”两个重要结论, 可以分析出电路输入/输出关系式。



项目3 信号发生器的制作与调试

(5) 线性整流就是利用集成运放具有很高的开环电压放大倍数来克服二极管的非线性特性, 实现对小信号的整流, 是一种高精密整流。有源滤波就是利用 RC 网络的选频特性和集成运放配合, 组成低通、高通、带通、带阻等功能的滤波电路。电压比较器将输入电压的值与参考电压相比, 判断其相对大小, 过零比较器, 运放工作在开环状态, 传输特性曲线不是非常理想, 且抗干扰能力较差, 具有滞回特性的电压比较器中引入了正反馈, 传输特性更加理想, 且抗干扰能力较强。

3. 正弦波振荡电路

(1) 正弦波振荡电路实质上是满足振荡条件的正反馈放大器, 振荡条件分幅度平衡条件和相位平衡条件, 即

① 幅值平衡条件: $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 。

② 相位平衡条件 $\phi_A+\phi_F=\pm 2n$ ($n=0, 1, 2\cdots$)。

(2) 正弦波振荡电路根据选频网络不同, 主要分 RC 振荡电路和 LC 振荡电路 (石英晶体振荡电路) 两大类, 改变选频网络的参数, 可以改变振荡频率 f_0 。LC 振荡电路是通过 LC 谐振回路来实现选频, 振荡频率 $f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, L 、 C 值越小, f_0 的值越大, 所以适合于产生

高频信号。RC 振荡电路通过 RC 电路作为选频网络, 振荡频率 $f_0=\frac{1}{2\pi RC}$, 由于 RC 参数受电路其他因素的牵制, 振荡频率不高, 适用于产生频率较低的信号。

(3) 石英晶体振荡器是利用石英晶体的压电效应选择频率的, 适用于频率稳定度要求较高的场合。

4. 实践操作

(1) 示波器、函数信号发生器、晶体管毫伏表是模拟电子技术实验实训过程常用的仪器。示波器可观察信号的波形; 函数信号发生器可产生一定频率和大小的振荡波形; 晶体管毫伏表可测量工作频率范围之内, 正弦交流电压的有效值。

(2) 集成运算放大器、场效应管检测方法。

(3) 差动式放大电路、比例运算电路、求和求差运算电路、正弦波振荡电路测试方法, 实际电路焊接 (或连接) 方法, 常见故障排查方法。

习 题 3

3-1 直接耦合放大电路能放大交流信号吗? 直接耦合放大电路和阻容耦合放大电路各有什么优缺点?

3-2 什么叫零点漂移? 产生零点漂移的主要原因是什么? 如何抑制零点漂移? 在阻容耦合放大电路中是否存在零点漂移?

3-3 解释下列术语的含义: 差模信号、共模信号、差模电压放大倍数、共模电压放大倍数、共模抑制比。

3-4 共模抑制比是如何定义的? 为什么说共模抑制比越大电路抗共模干扰能力越强?

3-5 长尾电路中的公共射极电阻 R_e 对差模信号和共模信号各有何影响?



3-6 集成运算放大器的内部电路一般由哪几个主要部分组成？各部分的作用是什么？

3-7 双端输出的差动式放大电路如图 3-66 所示，已知 $R_{c1}=R_{c2}=3\text{ k}\Omega$ ， $R_e=5.1\text{ k}\Omega$ ，每个三极管的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$ ， $\beta=50$ ， $r_{be}=2\text{ k}\Omega$ ， $R_{s1}=R_{s2}=0.2\text{ k}\Omega$

求：（1）静态电流 I_{CQ1} 及 U_{C1} 。

（2）差模电压放大倍数 A_{ud} ，差模输入电阻 R_{id} 、输出电阻 R_o 。

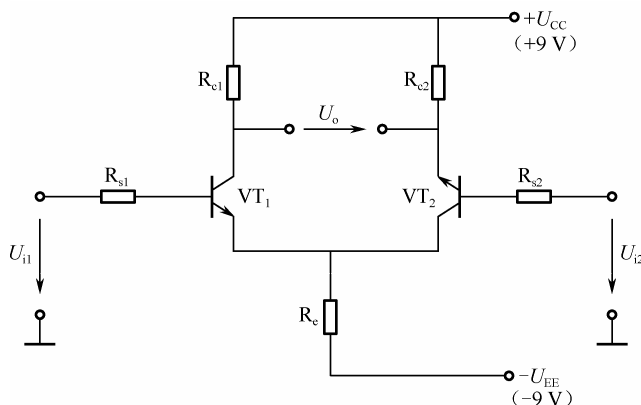


图 3-66 习题 3-7 图

3-8 在图 3-67 所示电路中，已知 $U_{CC}=U_{EE}=12\text{ V}$ ， $\beta_1=\beta_2=50$ ， $R_{C1}=R_{C2}=30\text{ k}\Omega$ ， $R_e=27\text{ k}\Omega$ ， $R_{S1}=R_{S2}=10\text{ k}\Omega$ ， $R_p=200\text{ }\Omega$ （设 R_p 的活动触点调在中间位置），在两个集电极之间接入负载电阻 $R_L=20\text{ k}\Omega$ 。

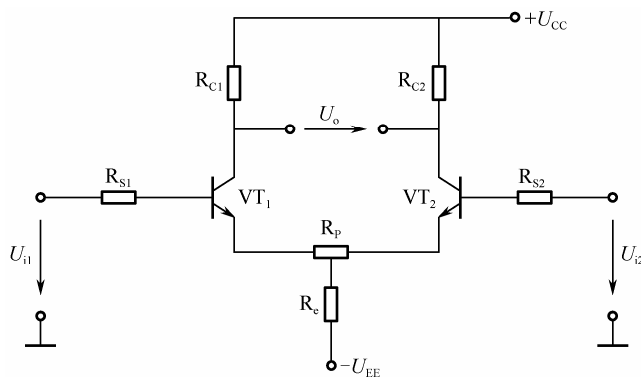


图 3-67 习题 3-8 图

求：（1）静态时 I_{C1} 及 U_{C1} ；

（2）差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

3-9 电路如图 3-68 所示，已知 $R_1=10\text{ k}\Omega$ ， $R_2=5\text{ k}\Omega$ ， $R_3=4.3\text{ k}\Omega$ ， $U_{BE3}=0.7\text{ V}$ ， $U_{CC}=U_{EE}=15\text{ V}$ 。

求：（1）说明三极管 VT_3 的作用；

（2）求静态时 I_{CQ3} 、 I_{CQ2} 、 I_{CQ1} 的值（ VT_3 管的基极电流可忽略不计）。



项目3 信号发生器的制作与调试

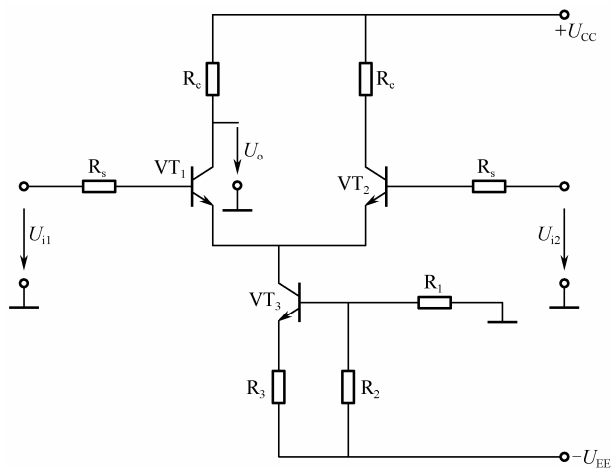


图 3-68 习题 3-9 图

3-10 在图 3-69 所示的电路中, 设 $U_{CC} = U_{EE} = 12\text{ V}$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $R_{C1} = R_{C2} = 100\text{ k}\Omega$, $R_p = 200\text{ }\Omega$ (设 R_p 的活动接点调在中间位置), $R_e = 33\text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 6.8\text{ k}\Omega$, $R_{B1} = 2.2\text{ k}\Omega$, $R_{S1} = R_{S2} = 10\text{ k}\Omega$ 。

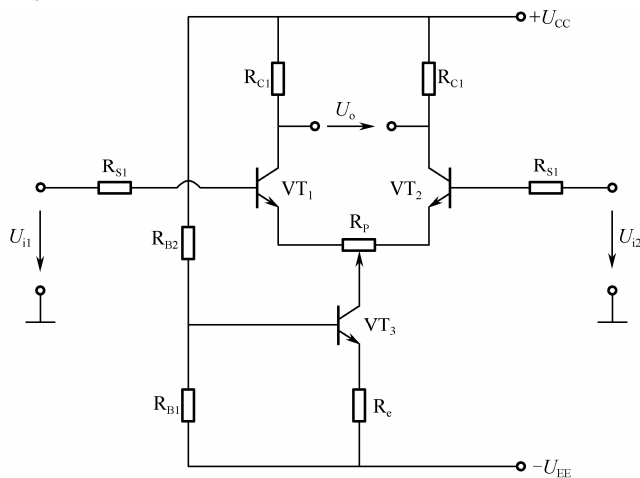


图 3-69 习题 3-10 图

- 求: (1) 静态时 I_{C1} 及 U_{C1} ;
(2) 差模电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

3-11 在图 3-70 所示电路中, 写出 u_o 与 u_i 的运算关系式。当 $R_f = 100\text{ k}\Omega$ 时, 欲使 $u_o = 11u_i$, 则 R_1 为何值?

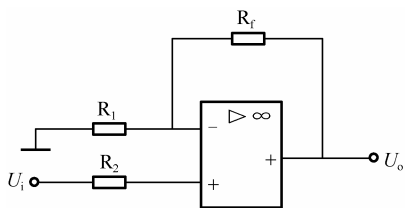


图 3-70 习题 3-11 图



3-12 在图 3-71 所示的电路中, 写出输入量与输出量的关系式。当 $R_1=3\text{ k}\Omega$, $R_f=15\text{ k}\Omega$, $R_2=2.4\text{ k}\Omega$, $R_3=18\text{ k}\Omega$, $u_i=1.5\text{ V}$ 时, 求 u_o 值。

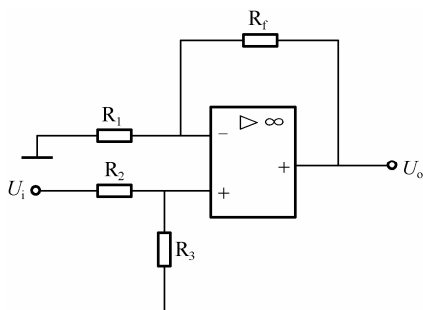


图 3-71 习题 3-12 图

3-13 电路如图 3-72 所示, 当输出电压 $u_o \geq 3\text{ V}$ 时, 驱动报警信号, 当输入信号 $u_{i1}=u_{i2}=u_{i3}=0$ 时, 输出电压 $u_o=0$, 如果 $u_{i1}=1\text{ V}$, $u_{i2}=-4.5\text{ V}$, 试求 u_{i3} 为多大时发出报警信号?

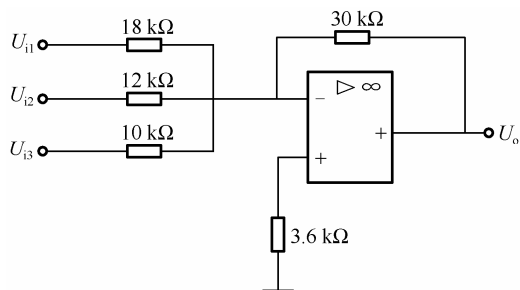


图 3-72 习题 3-13 图

3-14 写出图 3-73 (a)、(b) 所示电路输出电压与输入电压之间的关系式。

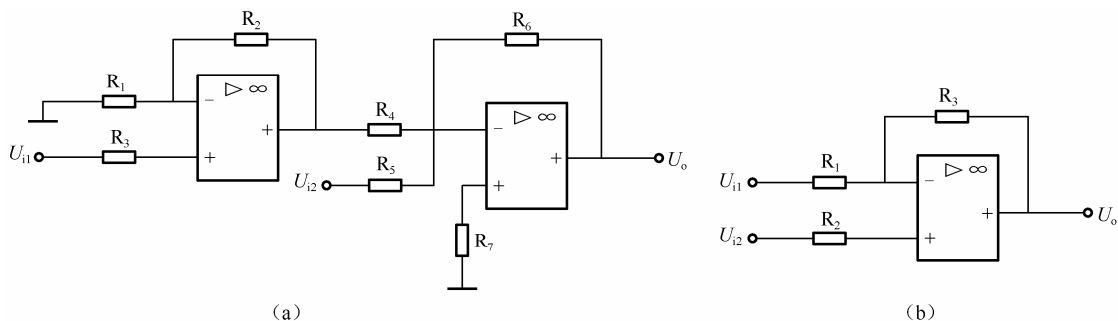


图 3-73 习题 3-14 图

3-15 放大电路如图 3-74 所示, 已知 $R_4=25\text{ k}\Omega$, $R_5=100\text{ k}\Omega$, $R_3=20\text{ k}\Omega$, 当输入电压 $U_i=0.6\text{ V}$ 时, 输出电压 U_o 为多少?

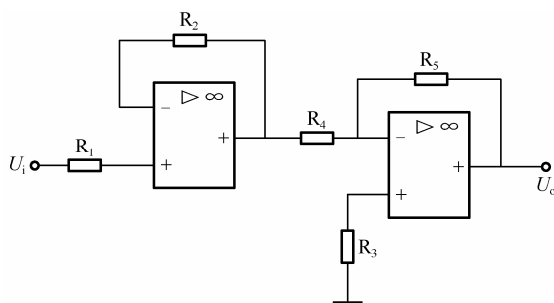


图 3-74 习题 3-15 图

3-16 在图 3-75 所示电路中, 已知 $C=2\ \mu\text{F}$, $R_1=50\ \text{k}\Omega$, $R_2=100\ \text{k}\Omega$, $R_3=150\ \text{k}\Omega$, $R=47\ \text{k}\Omega$, 写出输出量 U_o 与输入量 U_i 的运算关系式。

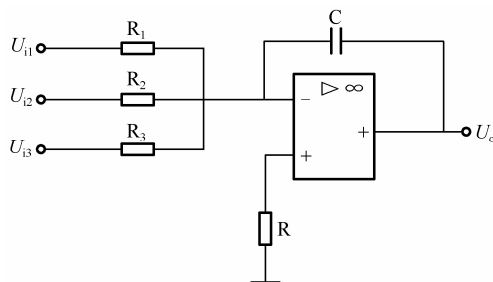


图 3-75 习题 3-16 图

3-17 在图 3-76 所示的电压比较器中, 集成运算放大器组件的 $U_{om}=\pm 10\ \text{V}$, 分别画在下列条件下的电压传输特性: (1) $A_{ud}=\infty$; (2) 若在同相输入端到地之间接 $2\ \text{V}$ 的电压, $A_{ud}=\infty$ 。

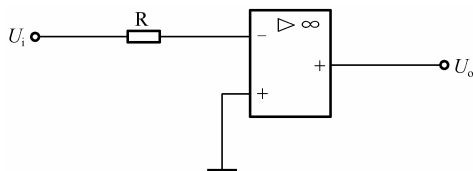


图 3-76 习题 3-17 图

3-18 在图 3-77 所示电路中, 集成运算放大器组件的 $U_{om}=\pm 12\ \text{V}$, 设集成运算放大器为理想运放, 求: (1) 画出电压传输特性曲线; (2) 若输入信号 $u_i(t)=6\sin\omega t\ \text{V}$, 画出输出信号 $u_o(t)$ 的波形。

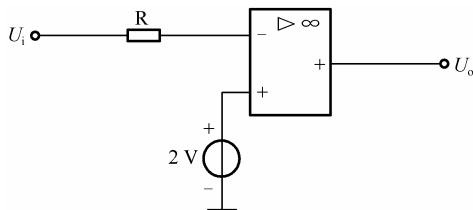


图 3-77 习题 3-18 图



3-19 在图 3-78 所示电路中, 集成运算放大器组件的 $U_{om}=\pm 12\text{ V}$, $U_Z=6\text{ V}$, $u_i=8\sin\omega t\text{ V}$, 当 U_R 分别为 $+3\text{ V}$ 和 -3 V 时, 画出传输特性和输出电压 u_o 的波形。

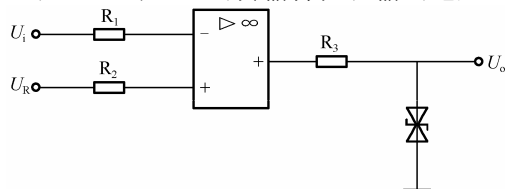


图 3-78 习题 3-19 图

3-20 用相位平衡条件判定图 3-79 所示电路能否产生正弦波振荡。

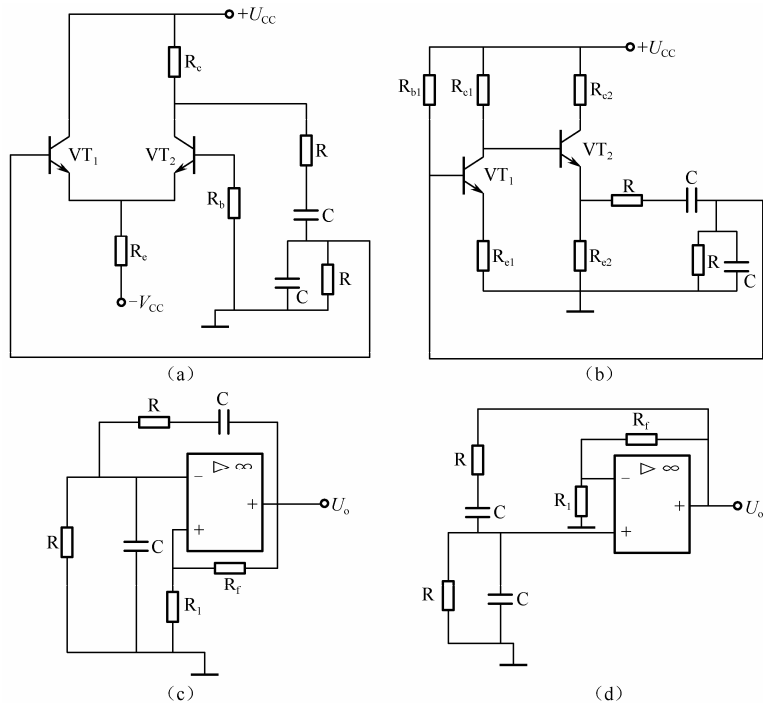


图 3-79 习题 3-20 图

3-21 RC 正弦波振荡电路如图 3-80 所示。

- (1) 分析电路的工作原理;
- (2) 设 $R_1=2\text{ k}\Omega$, 则 R_f 的阻值不应小于多少?
- (3) 当可变电容器从 2000 pF 变化到 4700 pF 时, 电容的调节范围是多少?

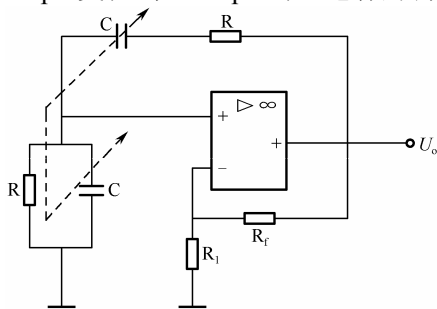


图 3-80 习题 3-21 图



项目3 信号发生器的制作与调试

3-22 用相位平衡条件判定图 3-81 所示电路能否产生正弦波振荡？并说明理由。

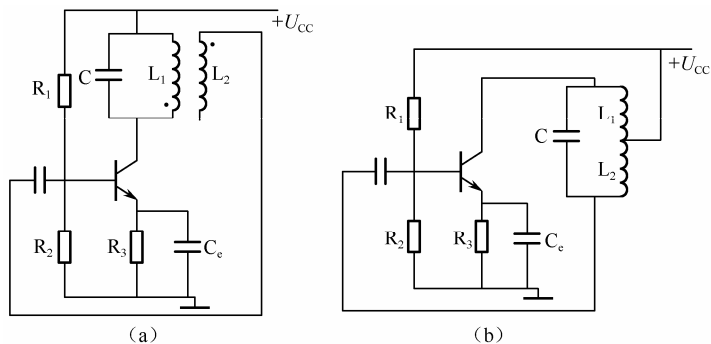


图 3-81 习题 3-22 图

3-23 电路如图 3-82 所示。

- (1) 用相位平衡条件判断能否产生正弦波振荡。
- (2) 该电路是串联型还是并联型石英晶体振荡电路？

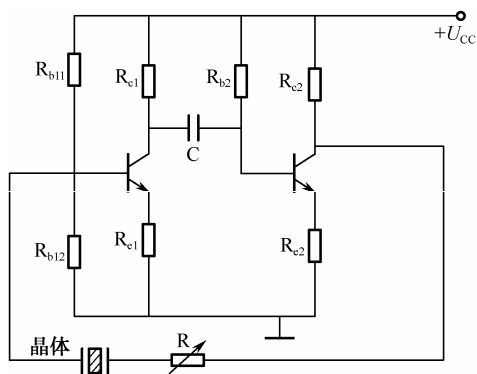


图 3-82 习题 3-23 图



附录 A 半导体器件型号组成及其意义

半导体分立器件的型号由五部分组成，如图 A-1 所示。半导体器件型号组成部分的符号及意义如表 A-1 所示。

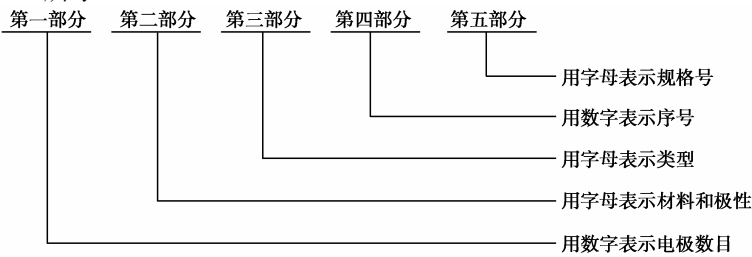


图 A-1 半导体分立器件的型号组成

表 A-1 半导体器件型号组成部分的符号及意义

第一部分	第二部分	第三部分				第四部分	第五部分
用数字表示 电极数目	用字母表示 材料和极性	用字母表示类型				用数字表示序号	用字母表示 规格号
符号	意义	符号	意义	符号	意义	符号	意义
2	二极管	A	N 型，锗材料	P	普通管	B	雪崩管
		B	P 型，锗材料	V	微波管	J	阶跃恢复管
		C	N 型，硅材料	W	稳压管	CS	场效应管
		D	P 型，硅材料	C	参量管	BT	半导体特殊器件
3	三极管	A B C D E	PNP 型，锗材料 NPN 型，锗材料 PNP 型，硅材料 NPN 型，硅材料 化合物材料	Z	整流管	FH PIN JG ZL QL	复合管 PIN 型号 激光器件 整流管阵列 硅桥式整流器
				L	整流堆		
				S	隧道管		
				N	阻尼管		
				U	光电器件		
				K	开关管		
				X	低频小功率管 ($f_a < 3 \text{ MHz}$, $P_C = 1 \text{ W}$)		
				G	高频小功率管 ($f_a > 3 \text{ MHz}$, $P_C = 1 \text{ W}$)		
				D	低频大功率管 ($f_a < 3 \text{ MHz}$, $P_C > 1 \text{ W}$)		
				A	高频大功率管 ($f_a > 3 \text{ MHz}$, $P_C > 1 \text{ W}$)		
				T	可控整流管		



附录 B 硅半导体整流二极管选录

硅半导体整流二极管选录见表 B-1。



表 B-1 硅半导体整流二极管选录

部 标 型 号	旧 型 号	额定正向整		正向压降（平均 值） U_F （V）		反向电流 I_R （ μA ）					不重复正向浪		工作频率 f （kHz）		最高结温 T_{JM} （ $^{\circ}C$ ）		散热器规格或面积			
		流电流 I_F （A）				125 $^{\circ}C$	140 $^{\circ}C$	50 $^{\circ}C$	涌电流 I_{SVR} （A）											
2CZ50		0.03		≤ 1.2	80	100		5	0.6	3	150	60 mm×60 mm×1.5 mm 铝板								
2CZ51		0.05											1							
2CZ52A-H	2CP10-20	0.10	≤ 1.0	2																
2CZ53C-K	2CP21-28	0.30			6															
2CZ54B-G	2CP33A-I	0.50		10				10												
2CZ55C-M	2CZ11A-J	1			20															
2CZ56C-K	2CZ12A-H	3	≤ 0.8	1000		20	65	140	80 mm×80 mm×1.5 mm 铝板											
2CZ57C-M	2CZ13B-K	5			105															
2CZ58	2CZ10	10				1500					30	210	200 cm ²							
2CZ59	2CZ20	20			2000									40	420	400 cm ²				
2CZ60	2CZ50	50				4000					50	900	600 cm ²							
部标硅半导体整流二极管最高反向工作电压 U_{RM} 规定																				
分档标志	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	U	V
U_{RM} （V）	25	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1200	1400	1600	1800	2000	2200	2400	2600



附录 C 高频小功率三极管

表 C-1 给出了高频小功率三极管的特征参数。

表 C-1 高频小功率三极管的特征参数

新 型 号	原 型 号	最大集电极电流 I_{CM} (mA)	最大集电极耗 散功率 P_{CM} (mV)	集-射反向击 穿电压 $U_{CE(BR)}/V$	电流放大倍数	集-射反向电流 I_{CEO} (μA)
3 DG100A 3 DG100B 3 DG100C 3 DG100D	3 DG6B、D 3 DG6C	20	100	20 30 20 30	≥ 30	≤ 0.01
3 DG102A 3 DG102B 3 DG102C 3 DG102D	3 DG6A	20	100	20 30 20 30	≥ 30	≤ 0.1
3 DG110A 3 DG110B 3 DG110C 3 DG110D	3 DG4B 3 DG4A、C 3 DG4D	50	300	15 30 45 15	≥ 30	≤ 0.1
3DG121A 3 DG121B 3 DG121C 3 DG121D	3 DG7A 3 DG7B 3 DG7C 3 DG7D	100	500	30 45 30 45	≥ 30	≤ 0.2
3 DG130A 3 DG130B 3 DG130C 3DG130D	3 DG12A 3 DG12B 3 DG12C 3 DG12D	300	700	≥ 30 ≥ 45 ≥ 30 ≥ 45	≥ 30	≤ 1
3 DG182A 3 DG182B 3 DG182C 3 DG182D	3DG27A 3 DG27B 3 DG27C 3 DG27D	300	700	≥ 60 ≥ 100 ≥ 140 ≥ 180	≥ 20	≤ 2

参考文献

- [1] 周良权. 模拟电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [2] 李雅轩. 模拟电子技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000.
- [3] 清华大学电子学教研组. 模拟电子技术基础简明教程[M]. 北京: 高等教育出版社, 1990.
- [4] 刘仁宇. 模拟电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [5] 周雪. 电子技术基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [6] 康华光. 电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [7] 陈仲林. 模拟电子技术基础[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [8] 廖先芸. 电子技术实践与训练[M]. 北京: 高等教育出版社, 2005.
- [9] 张大彪. 电子技能与实训[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.